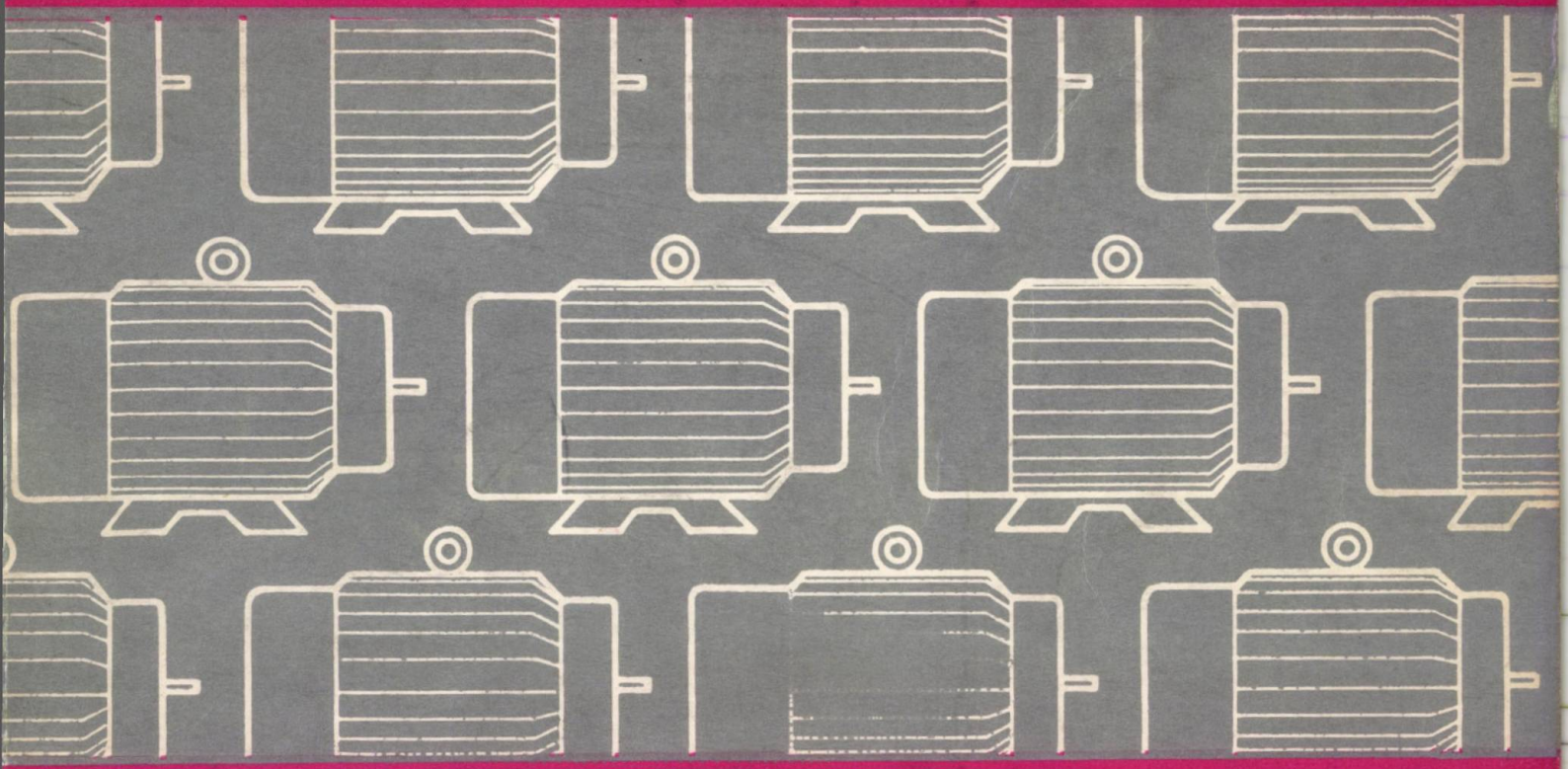
E 2040

REFERÁLVA

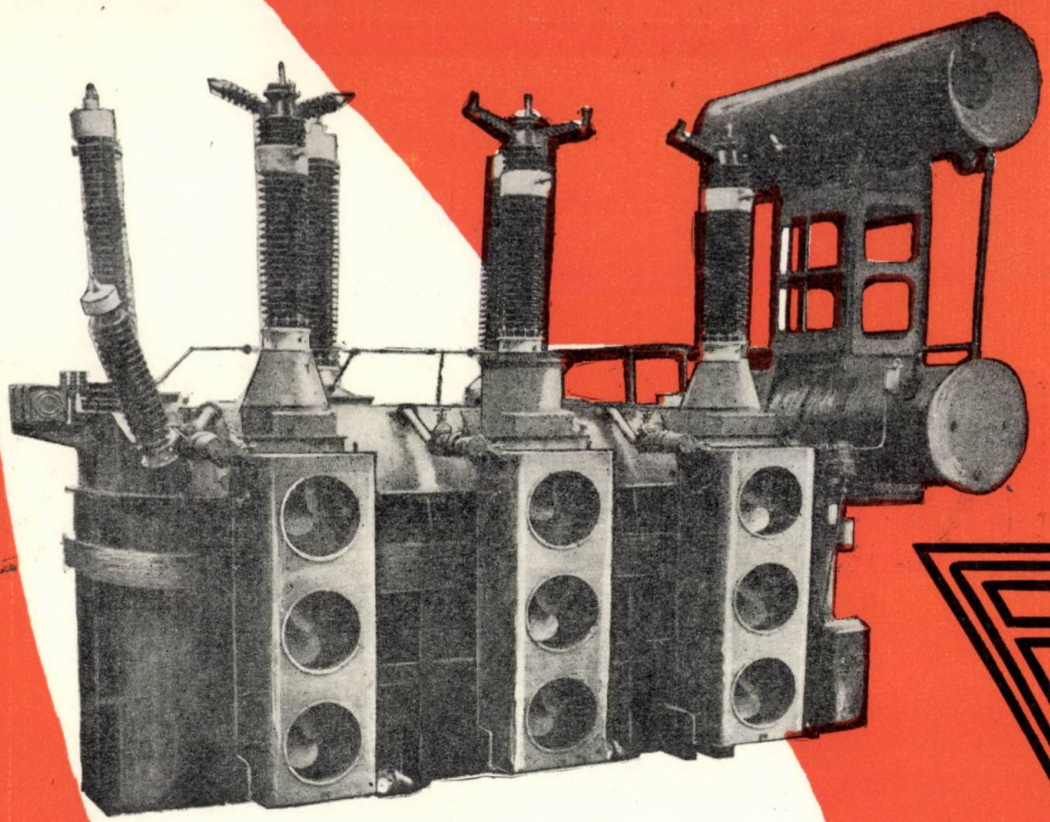
R

ELECTROTEHNICA



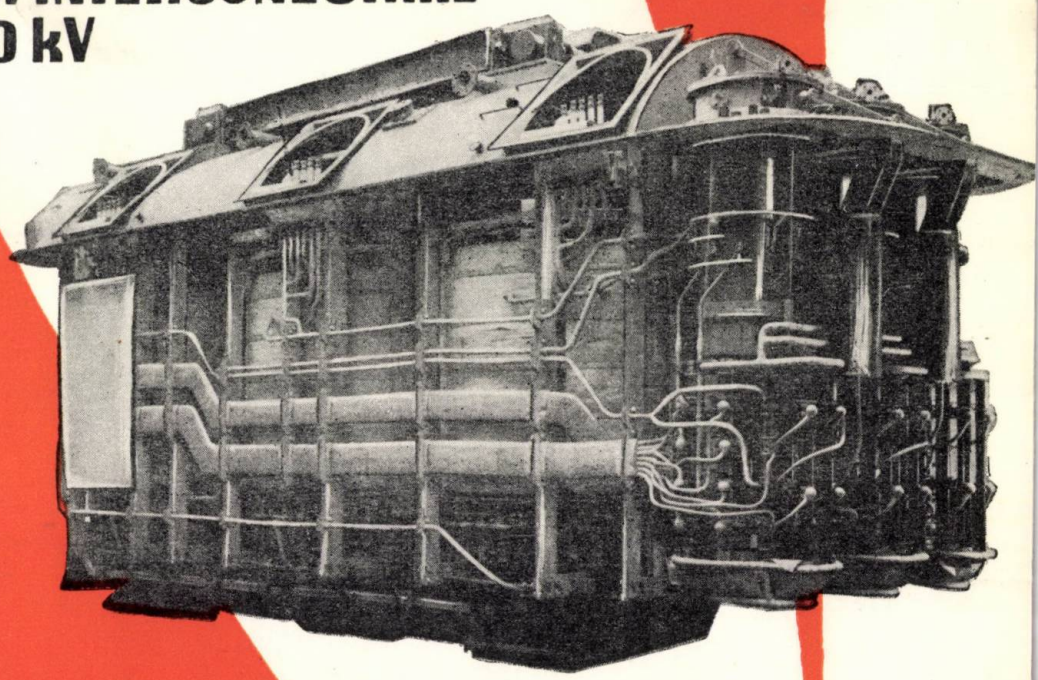
ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 14 • NR. 1 • IANUARIE 1966

1



pentru sistemul energetic național :

AUTOTRANSFORMATOARE
DE REGLAJ ȘI INTERCONECTARE
pînă la 220 kV



fabrică

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

E 2040

14. A. 1966. No. 1

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS HÍRLAP 1883

SUMAR ȘI INDEX ALFABETIC DE AUTORI

ANUL XIV

1966

Recomandări pentru autori

1. *Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.*

2. *Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.*

3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*

4. *Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.*

5. *Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.*

6. *În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.*

7. *Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.*

8. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.*

9. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.*

10. *Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.*

11. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele) atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul, luna și anul, paginile.*

12. *Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.*

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. *Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.*

14. *Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titluri, funcții, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.*

15. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.*

16. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.*

SUMAR

1. CZ 061.3 Colectivităţi. Congrese

CZ 061.3:621.32

1. 1. *Consfătuirea tehnico-ştiinţifică în probleme de invenţii* (Cronică : Avramescu, A.)
1, 34—35

CZ 061.3 : 621.3 CEI

1. 2. *Reuniunea SC-31-A şi TC-31 a CEI* (Cronică)
7, 262—263

CZ 061.3 : 621.3 (498) I.C.P.E.

1. 3. *Sesiunea jubiliară de comunicări tehnico-ştiinţifice* I.C.P.E. (Cronică)
2, 65—69

CZ 061.3 : 621.3 „1966"

1.4. *Tîrgul de primăvară de la Leipzig* (Cronică: Avramescu, A.)
4, 147—148

CZ 061.3 : 621.3 (498)

1. 5. *Expoziţia economică a Republicii Socialiste România la Moscova* (Cronică)
7, 263

CZ 061.3 : 621.3 (498.11) I.P.B.

1. 6. *Cea de-a X-a sesiune ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti* (Recenzie : Carabulea, A.)
9, 331—332

CZ 061.3 : 621.311.1 CIGRÉ „1966"

1.7. *Conferinţa internaţională a marilor reţele electrice* (CIGRÉ) (Cronică : Georgescu, A.)
5, 184

CZ 061.3 : 621.311.1 CIGRÉ „1966"

1.8. *De la sesiunea CIGRÉ 1966*
11, 420—424

CZ 061.3 : 621.311.1 (498) „1966"

1. 9. *Sesiunea ştiinţifică a Institutului de energetică al Academiei Republicii Socialiste România.* (Cronică : Avramescu, A)
4, 145—147

CZ 061.3 : 621.315 (498) I.C.P.E. „1966"

1. 10. *Simpozionul „Progrese în tehnica tensiunilor înalte"* (Cronică : Avramescu, A.)
8, 296

CZ 061.3 : 621.316 (498) I.R.M.E „1966"

1. 11. *Sesiunea tehnico-ştiinţifică I.R.M.E* (Cronică : Avramescu, A.)
8, 297—298

CZ 061.3 : 621—5 I.F.A.C.

1. 12. *Congresul I.F.A.C. de la Londra* (Cronică: Avramescu, A.)9, 332—333

2. CZ 51 Matematici

CZ 517.9 : 62

2. 1. Ames, F. W: *Ecuaţii cu derivate parţiale neliniare în ştiinţele inginereşti* (Recenzie : Stănciulescu, Fl.)
5, 180

CZ 518.5.001.57 : 538.639

2. 2. Fränkel, D., Wagner, E. şi Grün, U.: *Modelarea polinoamelor cu coeficienţi constanţi cu traductoare magnetorezistive*
12, 441—446

3. CZ 537/538 Electricitate, Electromagnetism

CZ 537.525 : 338.67 : 532.5 : 621.313.12.119—125

3. 1. Nicolaide, A.: *Ecuaţiile maşinilor magnetohidrodinamice*
4, 119—125

CZ 537.525 : 532.3 : 621.313.12

3. 2. Nicolaide, A.: *Generatorul magnetohidrodinamic cu metal lichid*
7, 225—238

CZ 538.11 : 621.3.011

3. 3. Bunea, V.: *Soluţionarea ecuaţiilor lui Maxwell în medii conducătoare liniare şi feromagnetice*
10, 337—353

CZ 538.313 : 621.3.013.7

3. 4. Saviuc, D.: *Contribuţii la teoria neliniară limită a propagării undelor electromagnetice în conductoare feromagnetice în regim permanent*
6, 187—200

4. CZ 621.3.0 Electrotehnică generală

CZ 621.3.011.1 : 518.5

4. 1. Stănciulescu, Fl..: *Rezolvarea ecuaţiei fundamentale a circuitelor neliniare, prin procedee de calcul analogic* (Recenzie : Avramescu, A.)
2, 58

CZ 621.3.011.2 : 537.312.62

4. 2. Popescu, C. şi Lefter, C.: *Supraconductivitatea*
1, 1—7

CZ 621.3.011.6 : 538.56

4. 3. Avramescu, A.: *Definirea timpului de răspuns al sistemelor amortizat oscilante*
12, 429—434

CZ 621.3.013.22

4. 4. Carabulea, A.: *Relaţii simplificate de calcul pentru capacităţi reciproce între circuite învecinate* (Notă)
6, 217—222

CZ 621.3.015.532 : 621.314.2.082

4. 5. Avramescu, A., Popescu, Ch. şi Andrescu, M.: *Metodă şi aparatură de măsurare a descărcărilor parţiale în transformatoare*
11, 381—393

CZ 621.3.016.26 : 621.3.011

4. 6. Nedelcu, V. N.: *Cu privire la expresia puterii complexe aparente instantanee*
9, 323

CZ 621.3.048.81

4. 7. Bercu, A., Dumitrescu, P. şi Istrate, M.: *Schemă de izolaţie termorigidă pe bază de răşini sintetice pentru maşini electrice de medie putere*
4, 130—135

CZ 621.3.064.42.001.2

4. 8. Frind, G.: *Constantele de timp ale arcurilor plate răcite prin conducţie termică* (Recenzie: Avramescu, A.)
7, 256—257

4.9 Referate: 2(2); 6(3); 8(1); 9(3); 10(3); 11(1); 12(3)

5. CZ 621.312 Industrie electrotehnică

CZ 621.312 : 608.1

5. 1. Lăzăroiu, D. F.: *Progresul tehnic în tehnologia industriei electrotehnice*
11, 393—396

CZ 621.312 : 658.57

5. 2. Radeţchi, V.: *Organizarea gospodăriei de SDV-uri* (Recenzie: Bălan, P.)
3, 112

6. CZ 621.313 Maşini electrice

CZ 621.313.004 (021)

6. 1. Gheorghiu, I. S.: *Maşini electrice. Probleme şi aplicaţii industriale.* Vol. I, II (Recenzie: Moraru, A. şi Oprişan, P.)
9, 326—327

CZ 621.313.048

6. 2. *Scheme de izolaţie moderne pentru maşini electrice. Sinteză de material documentar I.D.T.* (Recenzie: Bercu, A.)
10, 375

CZ 621.313.1 : 537.311.3

6. 3. Novac, I.: *O nouă concepţie în construcţia de maşini electrice — criomaşina electrică*
7, 251—256

CZ 621.313.1 : 621

6. 4. Drigă, M.: *Consideraţii privind motoarele electrice folosite în industria extractivă de ţiţei din Republica Socialistă România*
10, 357—361

CZ 621.313.1 : 629.12

6.5. Aliahiev, I. M.: *Teoria generală a maşinilor electrice folosite în industria navală* (Recenzie: Nedelcu, N. V.)
1, 32

CZ 621.313.1.001.1

6. 6. Manea, Fl.: *Unitatea ecuaţiilor şi transformărilor de coordonate în teoria maşinilor electrice*
3, 79—83

CZ 621.313.1.016.31 : 629.12

6. 7. Treşcev, I. I.: *Regimuri nesimetrice ale maşinilor electrice de c.a. folosite în industria navală* (Recenzie: Nedelcu, N. V.)
1, 31

CZ 621.313.1.017.7.001.24

6.8. Şofan, E. şi Marinescu, M.: *O metodă pentru predeterminarea prin calcul a întîrzierii maşinilor electrice rotative în regim staţionar*
2, 37—45

CZ 621.313.1.025.3.001.24

6. 9. Nedelcu, N. V.: *Transformări de coordonate folosite în teoria maşinilor de curent alternativ*
3, 73—78

CZ 621.313.12.014.31 : 621.384.659 : 538.52

6.10. Welly, I. D.: *Repartizarea de curent şi tensiune în generatoare MHD* (Recenzie: Avramescu, A.)
8, 293

CZ 621.313.14.048.1.

6. 11. Antohi, C., Pascal, P. şi Bercu, A.: *Scheme de izolaţie pentru maşinile electrice utilizate la antrenarea compresoarelor din agregatele frigorifice capsulate*
6, 205—211

CZ 621.313.3.011.1

6. 12. Danilevici, B. I., Dombrovsci, V. V. şi Kazovski, I. I.: *Parametrii maşinilor electrice de curent alternativ* (Recenzie: Nedelcu, N. V.)
7, 257

CZ 621.313.32.042.13

6. 13. Kuţevalov, M. V.: *Maşini sincrone cu poli masivi* (Recenzie: Nedelcu, N. V.)
12, 461

CZ 621.313.333.011/012.001.41

6. 14. Nedelcu, N. V.: *O nouă metodă de control al parametrilor nominali ai motoarelor asincrone*
8, 271—273

CZ 621.313.333.017.2/3

6. 15. Babuţia, I.: *Noi contribuţii la determinarea şi reducerea pierderilor suplimentare din motoarele asincrone trifazate*
9, 301—310

CZ 621.313.333.018.41.001.41

6.16. Manolescu, R.: *Contribuţii la studiul regimului tranzitoriu al motorului asincron alimentat cu tensiune şi frecvenţă variabilă*
6, 201—205

CZ 621.313.333.019.1.001.2

6. 17. Nedelcu, N. V.: *O nouă metodă pentru determinarea experimentală a raportului de transformare la motoarele asincrone trifazate*
7, 238—240

CZ 621.313.333.042.3.001.24

6. 18. Drăgănescu, O şi Galbenu, Gh.: *Influenţa înclinării creştăturii rotorice asupra performanţelor motorului asincron*
1, 7—10

CZ 621.313.333.076.2—566 : 621.38

6.19. Landau, I. D., Gavăţ, St., Felea, M. şi Manolescu, R.: *Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice cu tiristoare*
7, 240—251

6. 20. Referate: 1(5); 2(5); 3(1); 4(3); 6(4); 7(5); 8(1); 9(1); 11(4); 12(2)

7. CZ 621.314 Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare, Redresoare

CZ 621.314.2.001.12

7. 1. *Transformatoare de mare putere. Etapa actuală şi perspectivele de viitor* (Recenzie: Carabulea, A.)
4, 140—141

CZ 621.314.2.026.444/445.001.12

7. 2. Ciubotaru, T.: *Tendinţe actuale în construcţia transformatoarelor de mică putere*
8, 274—281

CZ 621.314.222.37 : 621.314.224.3

7. 3. *Transformatoare de măsură* (Recenzie: Carabulea, A.)
12, 461

CZ 621.314.224.3.042.12.001.24

7. 4. Păduraru, N. şi Preda, M.: *Particularizările calculului transformatoarelor de măsură de curent cu miez toroidal*
4, 126—129

CZ 621.314.262.002/3 : 621.312

7.5. Sîrbu, A.: *Introducerea posturilor de transformare prefabricate în industrie — Consideraţii tehnico — economice*
9, 310—316

CZ 621.314.57.025.1 : 621.382.34

7.6. Vărzaru, E.: *Invertoare statice cu tiristoare*
3, 103—111

CZ 621.314.651.2.017.72—523.3
7. 7. Bartzer, Şt.: *Automatizarea asigurării şi extinderea rezervei de apă de răcire la substaţia de redresare nr. 4 din Timişoara*
9, 324—325
9.8. Referate: 2(3); 6(1); 7(1); 8(2); 9(3); 11(1)

8. CZ 621.315 Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii

CZ 621.315.027.89 : 621.3.015.2/5
8. 1. Avramescu, A.: *Problemele tensiunii limită ale transmisiei electroenergetice*
8, 265—270

CZ 621.315.001
8. 2. Tamazov, I. A.: *Nesimetria curenţilor şi tensiunilor sarcinilor de tracţiune* (Recenzie: Carabulea, A.)
6, 222—223

CZ 621.315.1
8. 3. Gracev, C. G.: *Linii aeriene de energie* (Recenzie: Rothman, A.)
2, 60

CZ 621.315.2 : 621.315.617.2
8. 4. Crucerıu, C., Pascal, P. şi Soroagă, V.: *Studiul critic asupra uleiurilor şi maselor de impregnare a cablurilor electrice de forţă cu izolaţie de hîrtie de 1—35 kV*
10, 361—373

CZ 621.315.21.017.7 : 536.2
8.5. Săvulescu, C.: *Repartiţia temperaturilor în izolaţia cablurilor monopolare în regim permanent*
9, 317—322

CZ 621.315.21.017.7.001.2
8. 6. Petrescu, P.: *Criterii pentru aprecierea rezistenţei la flacără a cablurilor electrice* (Notă)
2, 56—58

CZ 621.315.5.004.13 : 536.48
8. 7. *Utilizarea metalelor pure la temperaturi coborîte în electrotehnică* (Recenzie: Carabulea, A.)
2, 59—60

CZ 621.315.6
8. 8. Mihăescu, M.: *Răşini epoxidice folosite în electrotehnică* (Recenzie: Soare, D.)
9, 327

CZ 621.315.611/615 : 537.311.1
8. 9. *Procese fundamentale în izolanţii solizi şi lichizi* (Recenzie: Carabulea, A.)
5, 180—181

CZ 621.315.612.6+621.315.616.96
8. 10. Constantinescu, M.: *Ţesătură de terilenă şi ţesătură de sticlă lăcuite cu lac poliesteric*
2, 46—50

CZ 621.315.614.73
8. 11. Nicola, Gr., Pîrligras, Ec. şi Şonfeleanu, M.: *Noi tipuri de materiale stratificate pe bază de ţesături anorganice pentru scopuri electrotehnice*
3, 95—102

CZ 621.315.616.9 : 551.5
8. 12. Pîrligras, Ec. şi Stănescu, E.: *Influenţa umplutunii sau suportului asupra comportării materialelor electroizolante pe bază de răşini fenolformaldehidice în diferite microclimate*
5, 163—169

CZ 621.315.616.96 : 621.315.623/624
8. 13. Lucescu, S.: *Răşinile epoxidice cicloalifatice în construcţia izolatoarelor de exterior*
5, 169—173

CZ 621.315.616.96.048.81
8. 14. Nicola, Gr.: *Materiale de presare melaminoformaldehidice modificate pentru scopuri electrotehnice*
12, 435—440
8. 15. Referate: 3(1); 4(3); 5(1); 6(1); 7(2); 8(1); 9(2); 10(3); 11(2)

9. CZ 621.316 Distribuţia energiei electrice. Reţele de distribuţie. Deschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor

CZ 621.316.344 : 621.312.002.72
9. 1. Măcriş, A. şi Sterian, M. *Posturi de transformare prefabricate din metal şi beton în tehnica europeană*
8, 281—288

CZ 621.316.57.064.31/34.001.4
9. 2. *Incercările sintetice ale întreruptoarelor* (Recenzie)
9, 327—328

CZ 621.316.923.1.027.24.002.2.
9. 3. Barbu, I.: *Construcţia şi tehnologia siguranţelor lente de 6—100 A, 500 V, 50 Hz*
11, 405—413

CZ 621.316.923.2.027.6.001.2
9. 4. Marinescu, I.: *Alegerea şi întrebuinţarea siguranţelor fuzibile de înaltă tensiune şi mare putere limitatoare*
11, 397—404

CZ 621.316.923.2.064.32
9. 5. Mikulecky, W. H.: *Fuzibil limitator de curent cu posibilitate de întrerupere în întregul domeniu* (Recenzie: Avramescu, A.)
7, 257—258

CZ 621.316.938 : 621.791.004.4
9. 6. *Un nou dispozitiv de electrosecuritate pentru mersul în gol al transformatoarelor de sudură* (Noutăţi din industrie: Genunchi, I.)
4, 139

CZ 621.316.988 : 621.791.73.004.4
9. 7. *Transformatoare foarte mari* (Recenzie: Carabulea, A.)
4, 140
9.8. Referate: 2(4); 3(1); 4(4); 7(2)

10. CZ 621.317 Tehnica măsurărilor electrice. Aparate de măsură

CZ 621.317.32.018.12
10. 1. Popescu, P. şi Slapciu, G.: *Metode de decalare a fazei tensiunilor şi curenţilor electrici*
1, 28—31

CZ 621.317.322+621.317.733 : 538.632
10. 2. Fränkel, D.: *Transformări funcţionale efectuate cu modulatoare Hall*
8, 288—293

CZ 621.317.333.6 : 537.523.3 : 621.314.2
10. 3. Avramescu, A. şi Popescu, C.: *Problemele descărcărilor parţiale în transformatoare*
5, 149—155

CZ 621.317.382/385.082.744
10. 4. Sebastian, L.: *Studiul regimurilor caracteristice ale unui aparat de inducţie pentru măsurarea energiei şi puterii*
5, 156—163

CZ 621.317.42.088.6 : 538.632
10. 5. Şora, C. şi Heler, A.: *Contribuţii privind compensarea influenţei temperaturii tensiunii Hall*
12, 447—452

CZ 621.317.715.001.24 : 621.389

10. 6. Vasiliu, Al.: *Determinarea ecuaţiei de funcţionare a galvanometrului pentru electrocardiograf în vederea modelării lui pe o maşină de calcul*
5, 174—179

CZ 621.317.784

10. 7. Heler, A.: *Wattmetru Hall de curent continuu fără erori de metodă*
11, 414—419

10. 8. Referate: 2(4); 4(4); 5(1); 8(3); 10(3); 12(2)

11. CZ 621.318 Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor. Electromagneţi. Relee

CZ 621.318.22.538.221 : 669.14.018.582

11.1. Cedighian, S.: *Ferite* (Recenzie: David, B.)
7, 258—259

CZ 621.318.321.045.56.001.24

11.2. Hortopan, Gh. şi Titz, Gh.: *Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneţii de curent alternativ*
1, 11—20

11.3. Referate: 4(4); 5(1); 9(1)

12. CZ 621.319 Condensatoare

12. 1. Referate: 2(1); 8(1); 9(2); 10(2); 11(3)

13. CZ 621.32 Iluminatul electric

CZ 621.326.7 : 628.961.004.15

13. 1. Puşcaşu, S.: *Stadiul actual în obţinerea unor eficacităţi luminoase ridicate a izvoarelor luminoase*
2, 51—53

CZ 621.327.7

13. 2. Puşcaşu, S.: *Consideraţii asupra lămpilor cu descărcări în gaze cu adiţie de halogenuri metalice*
10, 353—356

13. 3. Referate: 2(2); 5(1); 7(2); 11(1)

14. CZ 621.34 Acţionări electrice

CZ 621.34 : 621.313.13.016.35

14. 1. Zickman, M.: *Contribuţii la teoria funcţionării arborilor electrici de compensare în regim de stabilitate statică*
3, 83—95

CZ 621.34 : 621.84

14. 2. Seracin, E.: *O metodă nouă pentru calculul acţionărilor electrice cu mecanism bielă—manivelă*
6, 221—226

14. 3. Referate: 10(3)

15. CZ 621.35 Electrochimie

CZ 621.357.66

15. 1. Grünwald, E.: *Argintarea dură a pieselor din industria electrotehnică şi mecanică fină*
10, 373—375

CZ 621.357.74.001.2

15. 2. Parpală, V., Barozzi, D., Gavrilă, I., Bednar, V. şi Vişeroiu, R.: *Studierea parametrilor lustruirii electrochimice a pieselor mici în tobe rotative*
2, 53—55

CZ 621.357.75 : 621.312

15. 3. Grünwald, E.: *Utilizarea şi depunerea galvanică a metalelor rare şi nobile în industria electrotehnică*
12, 453—460

16. CZ 621.365 Electrocăldură

CZ 621.365.5.004 : 62/69

16.1. *Aplicaţiile industriale ale încălzirii electrice prin inducţie* (Recenzie: Carabulea, A.)
5, 181—182

17. CZ 621.37 Tehnica oscilaţiilor

CZ 621.372.1.011.2/3.001.24

17.1. Corlăţeanu, V. şi Rothman, A.: *Metoda de rezolvare numerică prin secţionare a reţelelor electrice*
4, 113—118

CZ 621.375.3 : 621.318.345.3.001.24

17. 2. Stoica, A.: *Particularităţi ale funcţionării sistemelor de compensare magnetică automată precizate cu ajutorul punctelor speciale din planul fazelor*
1, 20—28

17. 3. Referate: 11(1)

18. CZ 621.38 Dispozitive electronice

CZ 621.382.33 Transistoare

18. 1. Referate: 5(1); 8(2); 10(1)

CZ 621.389.004 : 518.5

18.2. Billeter, P. E.: *Utilizarea practică a maşinilor electronice* (Recenzie: Stănciulescu, Fl.)
2, 58—59

18. 3. Referate: 5(2); 11(1)

19. CZ 621.396 Televiziune

19. 1. Referate: 5(1)

20. CZ 621-5 Automatică

CZ 621—503.4

20. 1. Stănciulescu, F.: *Cercetări asupra stabilităţii şi calităţii circuitelor de reglare neliniare în scopul optimizării lor* (Recenzie: Şofan, E.)
11,425

CZ 621—53 : 66/99

20. 2. Nicolau, E., Papadache, I., Pîrvu, A. şi Stere, R.: *Automatizări industriale* (Recenzie: Georgescu, M.)-
1, 31—32

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

A

Andreescu, M. : 4.5
Antohi, C. : 6.11
Avramescu, A. : 1.1, 1.4, 1.9, 1.10, 1.11, 1.12, 4.1, 4.3, 4.5, 4.8, 6.10, 8.1, 9.5, 10.3

B

Babuţia, I. : 6.15
Barbu, I. : 9.3
Barozzi, D. : 15.2
Bartzer, Şt. : 7.7
Bălan, P. : 5.2
Bednar, V. : 15.2
Bercu, A. : 4.7, 6.2, 6.11
Bunea, V. : 3.3

C

Carabulea, A. : 1.6, 4.4, 7.1, 7.3, 8.2, 8.7, 8.9, 9.7, 16.1
Ciubotaru, T. : 7.2
Constantinescu, M. : 8.10
Corlăţeanu, V. : 17.1
Cruceru, C. : 8.4

D

David, B. : 11,1
Drăgănescu, O. : 6.18
Drigă, M. : 6.4
Dumitrescu, P. : 4.7

F

Felea, M. : 6.19
Fränkel, D. : 2.2, 10.2

G

Galbenu, Gh. : 6.18
Gavăţ, St. : 6.19
Gavrilă, I. : 15.2
Genunchi, I. : 9.6
Georgescu, A. : 1.7
Georgescu, M. : 20.2
Grün, U. : 2.2
Grünwald, E. : 15.1, 15.3

H

Heler, A. : 10.5, 10.7
Hortopan, Gh. : 11.2

I

Istrate, M. : 4.7

L

Landau, I. D. : 6.19
Lăzăroiu, D. F. : 5.1
Lefter, C. : 4.2
Lucescu, S. : 8.13

M

Manea, Fl. : 6.6
Manolescu, R. : 6.16, 6.19
Marinescu, I. : 9.4
Marinescu, M. : 6.8,
Măcriş, A. : 9.1
Moraru, A. : 8.1

N

Nedelcu, N. V. : 4.6, 8.5, 8.7, 6.9, 8.12, 8.13, 6.14, 6.17
Nicola, Gr. : 8.11, 8.14
Nicolaide, A. : 3.1, 3.2
Novac, I. : 6.3

O

Oprişan, P. : 8.1

P

Parpală, V. : 15.2
Pascal, P. : 6.11, 8.4
Păduraru, M. : 7.4
Pîrligras, Ec. : 8.11, 8.14
Petrescu, P. : 8.6
Popescu, Ch. : 4.5
Popescu, C. : 4.2, 10.3
Popescu, P. : 10.1
Preda. M. : 7.4
Puşcaşu, S. : 13.1, 13.2

R

Rothman, A. : 8.3, 17.1

S

Saviuc, D. : 3.4
Săvulescu, C. : 8.5
Sebastian, L. : 10.4
Seracin, E. : 14.2
Strbu, A. : 7.5
Slapciu, G. : 10.1
Soare, D. : 8.8
Soroagă, V. : 8.4
Stănciulescu, Fl. : 2.1, 18.2
Stănescu, E. : 8.12
Sterian, M. : 9.1
Stoica, A. : 17.2
Şofan, E. : 6.8, 20.1
Şonfeleanu, M. : 8.11
Şora, C. : 10.5

T

Titz, Gh. : 11.2

V

Vasiliu, Al. : 10.6
Vărzaru, E. : 7.6
Vişeroiu, R. : 15.2

W

Wagner, E. : 2.2

Z

Zickman, M. : 14.1

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT
1883

Întreprinderea Poligrafică „Informaţia", str. Brezoianu 23—25 — Bucureşti, c. 4001

BAZ. ZAGOS MÚSZAKI KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

ELECTROTEHNICA

Anul 14 nr. 1 p. 1–36 ianuarie 1966

CUPRINS

CZ 621.3.011.2 ; 537.312.62

Popescu, C. şi *Lefter, C.* : **Supraconductivitatea.**

Electrotehnica 14, nr. 1, ian. 1966, p. 1–7

Se prezintă o informare asupra fenomenului de supraconductivitate la temperaturi joase, insistîndu-se asupra aplicaţiilor teoretice posibile ale acestui fenomen în industria electrotehnică şi energetică.

CZ 621.313.333.042.3.001.24

Drăgănescu, O. şi *Galbenu, Gh.* : **Influenţa înclinării crestăturii rotorice asupra performanţelor motorului asincron.**

Electrotehnica 14, nr. 1, ian. 1966, p. 7–10

Se arată, pe baza unui studiu experimental, că înclinarea faţă de generatoare a crestăturii rotorului, la anumite tipuri de motoare asincrone cu bare înalte, produce o şa importantă pe caracteristica mecanică. De asemenea, are loc o mărire a pierderilor suplimentare în gol şi în sarcină. Aceste rezultate au fost obţinute atît în cazul în care crestătura este deschisă, cît şi în cazul cînd crestătura este semiînchisă.

CZ 621.318.321.045.56.001.24

Hortopan, Gh. şi *Titz, Gh.* : **Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneţii de curent alternativ.**

Electrotehnica 14, nr. 1, ian. 1966, p. 11–20

Plecînd de la observaţia lui Kübler referitoare la necesitatea considerării unor forţe medii şi minime cît mai mari, ţinînd seamă şi de valoarea forţei oscilante la electromagneţii de curent alternativ şi cu spiră în scurtcircuit se expun metode de calcul generale pentru spira în scurtcircuit. Aceste metode se extind asupra electromagneţilor de forme U/1, U/2, U/3, T şi E, adică cuprind gama de electromagneţi folosită curent în construcţia aparatelor electrice.

CZ 621.375.3 ; 621.318.345.3.001.24

Stoica, A. : **Particularităţi ale funcţionării sistemelor de compensare magnetică automată precizate cu ajutorul punctelor speciale din planul fazelor.**

Electrotehnica 14, nr. 1, ian. 1966, p. 20–28

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.317.32.018.12

Popescu, P. şi *Slapciu, G.* : **Metode de decalare a fazei tensiunilor şi curenţilor electrici.**

Electrotehnica 14, nr. 1, ian. 1966, p. 28–31

RECENZII 31–32

REFERATE 33–34

CRONICĂ 34–35

SCURTE ŞTIRI 35

TEMATICA PE ANUL 1966 36

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU ; ing. AL. GRECEANU ; ing. ST. GROSU ; conf. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. R. RĂDULEȚ ; ing. ST. ȚIGANETEA ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul de virament : Publicațiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026.002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul : Intreprinderea Poligrafică „Informația" str. Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 4574.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.011.2 ; 537.312.62

Попеску, К. и *Лефтер, К.:* **Сверхпроводимость.**

Electrotehnica **14**, № 1, январь 1966, стр. 1–7

Приводятся данные относительно явления сверхпроводимости при низких температурах, причем особое внимание уделяется возможному теоретическому применению этого явления в электротехнической и энергетической промышленности.

ДК 621.313.333.042.3.001.24

Драганеску, О. и *Галбену, Г.:* **Влияние наклона по отношению к образующей катодного паза на параметры асинхронного двигателя.**

Electrotehnica **14**, № 1, январь 1966, стр. 7–10

На основании экспериментального исследования показано, что наклон паза ротора по отношению к образующей вызывает в некоторых типах асинхронных двигателей с высокими стержнями появление значительной седловины на механической характеристике. Вместе с тем, наблюдается увеличение дополнительных потерь при холостом ходе и под нагрузкой. Эти результаты были получены как при открытом, так и при полузакрытом пазе.

ДК 621.318.321.045.56.001.24

Хортопан, Г. и *Тиц, Г.:* **Расчет короткозамкнутого витка на электромагнитах переменного тока.**

Electrotehnica **14**, № 1. январь 1966, стр. 11–20

Исходя из наблюдения Кюблера относительно необходимости учета возможно больших средних минимальных сил, и учитывая также значение колебательной силы на электромагнитах переменного тока с короткозамкнутым витком, излагаются общие методы расчета короткозамкнутого витка. Эти методы распространяются на электромагниты с формой U/1, U/2, U/3, T и E, таким образом охватывая серию электромагнитов, обычно применяемых в конструкциях электрических приборов.

ДК 621.375.3 ; 621.318.435.3.001.24

Стойка, А.: **Особенности работы автоматических магнитных компенсационных систем, уточненные с помощью особых точек на фазовом плане.**

Electrotehnica **14**, № 1, январь 1966, стр. 20–28

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.317.32.018.12

Попеску, П. и *Слапую, Г.:* **Методы смещения фазы электрических напряжений и токов при монофазном режиме.**

Electrotehnica **14**, № 1, январь 1966, р. 28–31

РЕЦЕНЗИИ 31–32

РЕФЕРАТЫ 33–34

ХРОНИКА 34–35

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 35

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.011.2 ; 537.312.62

Popescu, C. und *Lefter, C.* : **Die Supraleitung.**

Electrotehnica 14, H. 1, Jan. 1966, S. 1–7

Die Verfasser erläuten die Erscheinung der Supraleitung bei tiefen Temperaturen und behandeln theoretische Anwendungsmöglichkeiten dieser Erscheinung in der elektrotechnischen und energetischen Industrie.

DK 621.313.333.042.3.001.24

Drăgănescu, O. und *Galbenu, Gh.* : **Der Einfluss der Neigung des Läufernuts gegenüber der Erzeugenden auf die Leistung des Asynchronmotors.**

Electrotehnica 14, H. 1, Jan. 1966, S. 7–10

Auf Grund einer experimentellen Studie wird gezeigt, dass die Neigung des Läufernuts gegenüber der Erzeugenden bei gewissen Asynchronmotoren einen bedeutenden Sattel auf der mechanischen Kennlinie verursacht. Ferner findet ein erhöhter Zusatzverlust im Leerlauf und in der Belastung statt. Diese Ergebnisse wurden sowohl im Falle eines offenen als auch im Falle eines halboffenen Nuts verzeichnet.

DK 621.318.321.045.56.001.24

Hortopan, Gh. und *Titz, Gh.* : **Berechnung der Kurzschlusswindung bei Wechselstrommagneten.**

Electrotehnica 14, H. 1, Jan. 1966, S. 11–26

Von den Beobachtungen Küblers in bezug auf die Notwendigkeit einer Berücksichtigung möglichst starker mittlerer und Minimalkräfte ausgehend, wobei auch der Wert der Schwingungskraft der Wechselstrommagneten mit Kurzschlusswindung in Betracht gezogen wird, werden allgemeine Berechnungsverfahren für Kurzschlusswindungen gegeben. Diese Verfahren können auch bei Elektromagneten in Form von U/1, U/2, U/3, T und E, das heisst für die beim Bau elektrischer Apparate gebräuchlichen Elektromagneten angewandt werden.

DK 621.375.3 ; 621.318.435.3.001.24

Stoica, A. : **Betriebseigenheiten der Systeme zur automatischen magnetischen Kompensation, die mit Hilfe der Sonderpunkte in der Phasenebene dargestellt werden.**

Electrotehnica 14, H. 1, Jan. 1966, S. 20–28

FÜR DEN JUNGINGENIEUR

DK 621.317.32.018.12

Popescu, P. und *Slapciu, G.* : **Verfahren zur Verschiebung der Spannungsphäse und der elektrischen Ströme in monophasischem Betrieb.**

Electrotehnica 14, H. 1, Jan. 1966, S. 28–31

BUCHBESPRECHUNGEN 31–32

REFERATE 33–34

CHRONIK 34–35

KURZNACHRICHTEN 35

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 1 București, ianuarie 1966

Supraconductivitatea

Cristiana Popescu și Cecilia Lefter* — București

CZ 621.3.011.2 : 537.312.62

Fenomenul de supraconductivitate la temperaturi joase este pe cale de a-și găsi o explicație definitivă în cadrul teoriei cuantice moderne a metalelor, ca urmare a lucrărilor lui Bardeen, Cooper și Schrieffer. Există, de asemenea, teorii fenomenologice bazate pe termodinamică (Gorter și Casimir) și pe electrodinamică (London) care explică într-o bună măsură constatările experimentale [1], [2].

Avînd în vedere aplicațiile practice ale fenomenului, pentru moment încă neindustrializate, dar cu perspective interesante, credem că o informare în legătură cu acest fenomen prezintă interes.

Încă din 1911, Kammerling Onnes (Leida), curînd după ce reușise lichefierea heliului, a observat că rezistivitatea mercurului dispare complet la 4,2°K, scăderea fiind foarte rapidă în preajma acestei temperaturi [2], așa cum se vede din figura 1.

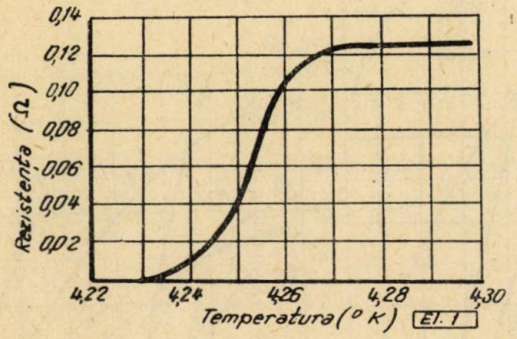


Fig. 1. Variația rezistenței unei mostre de mercur în funcție de temperatură.

S-a putut astfel defini o temperatură de tranziție, la care metalul trece din stare conductoare în stare supraconductoare.

Se cunosc numeroase metale, aliaje și combinații intermetalice care prezintă această proprietate.

O dată cu obținerea de temperaturi din ce în ce mai joase (ajungîndu-se pînă la $10^{-6°}$ K), numărul metalelor la care apare fenomenul de supraconductivitate a crescut [3].

S-a căutat să se stabilească o legătură între proprietatea de supraconductivitate cu alte proprietăți ale metalelor. Astfel s-a constatat că toate elementele supraconductoare au aproximativ același volum atomic (Clusius, 1932) și că aceste elemente fac parte din anumite grupe ale sistemului periodic. Diverse reguli empirice în legătură cu caracterizarea și descoperirea de noi elemente supraconductoare s-au dovedit inconsistente.

Din tabelele 1 și 2 se constată că pentru metale pure temperatura de tranziție se găsește sub 10°K și atinge circa 18°K pentru unele combinații intermetalice.

Tabela 1

Temperaturi critice și cîmpuri critice pentru elementele supraconductoare [6]

Element	T_c, °K	H_0, Oe
Ti	0,4	100
Ru	0,49	66
Zr	0,55	47
Cd	0,56	30
U	0,6	2000
Os	0,71	65
Zn	0,82	52
Ga	1,1	51
Al	1,2	99
Th	1,37	162
Re	1,7	201
Tl	2,39	171
In	3,4	278
Sn	3,72	309
Hg	4,15	411
Ta	4,4	780
V	5,03	1310
La	5,95	1600
Pb	7,17	803
Nb	9,17	1944

* Ing. *C. Popescu* este profesor la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej", iar ing. *C. Lefter* este asistentă la același institut.

Tabela 2

Temperaturi critice ale combinațiilor supraconductoare [6]

Combinații	T_c, °K	Combinații	T_c, °K
$Nb_{3-4}Sn$	18,1	Mo Ru	10,0
Al Nb_3	18,0	Ga_4Mo	9,8
C_xN_y Nb	17,8	Ir_2Nb_3	9,8
Si V_3	17,1	$Nb_{0.2}$ $Re_{0.8}$	9,7
Ga V_3	16,8	Tc_6Zr	9,7
N_xNb_y	16—11	$Rh_{0.2}$ $Zr_{0.8}$	9,6
Mo Tc_3	15,8	Ga_2Mo	9,5
Mo Tc	14,7	Nb	9,46
Ga Nb_3	14,5	$C_{0.5}$ Mo_xV_y	9,3
Mo Re	12,6	Nb_3Pt	9,3
Mo N	12,5	C Mo	9,26
Au Nb_3	11,5	C Nb_2	9,18
Nb_2Zr	10,8	N Zr	9,05
Nb Tc_3	10,5	Re_3W	9,0
In La_3	10,4	Bi Pb	8,8
C Nb	10,3		

S-a constatat experimental* că sub temperatura critică de tranziție rezistivitatea metalului este într-adevăr nulă : un curent indus într-un inel supraconductor (de Pb), de mai multe sute de amperi, s-a menținut timp de peste un an fără să prezinte nici o scădere.

Deci rezistivitatea nulă, $\rho = 0$, este o caracteristică a stării supraconductoare.

S-a constatat, de asemenea, experimental, că temperatura de tranziție a unui supraconductor poate fi redusă prin introducerea acestuia într-un cîmp magnetic H_c.

În figura 2 este reprezentată, principial, alura variației cîmpului magnetic critic H_c în funcție de temperatură.

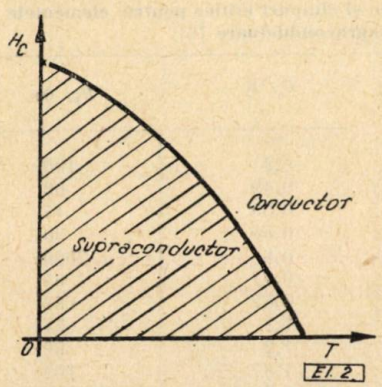


Fig. 2. Variația cîmpului magnetic critic H_c în funcție de temperatură.

Tranziția de la starea supraconductoare la cea normală sub influența cîmpului este reversibilă.

* Printre alții, de către prof. Collins de la Massachussets Institute of Technology (M.I.T.) [4].

Variația $H_c = f(T)$ este aproximativ de forma :

$$H_c(T) = H_0\left(1 - \frac{T^2}{T_c^2}\right),$$

în care H_c și T_c sînt constante caracteristice ale metalului (H_0 este cîmpul magnetic critic extrapolat la 0°K și T_c temperatura critică la $H = 0$.

În regiunea de sub curbă, materialul este supraconductor, iar deasupra, conductor normal.

În figura 3 sînt reprezentate curbele $H_c = f(T)$ pentru diverse metale.

Cîmpul magnetic sub efectul căruia supraconductivitatea dispare poate fi nu numai un cîmp aplicat în exterior, ci poate fi chiar cîmpul produs de curentul care circulă prin supraconductoare.

În cazul cînd curentul ia o asemenea valoare încît la suprafața supraconductorului cîmpul atinge valoarea critică H_c, supraconductivitatea dispare.

Conform regulii lui Silsbee, curentul critic I_c este dat de relația :

$$I_c = 2\pi rH_c,$$

r fiind raza conductorului.

În 1933 Meissner și Ochsenfeld au arătat experimental că, în interiorul unui supraconductor, inducția magnetică este zero ($\overline{B} = 0$), condiție care nu se confundă cu $\rho = 0$.

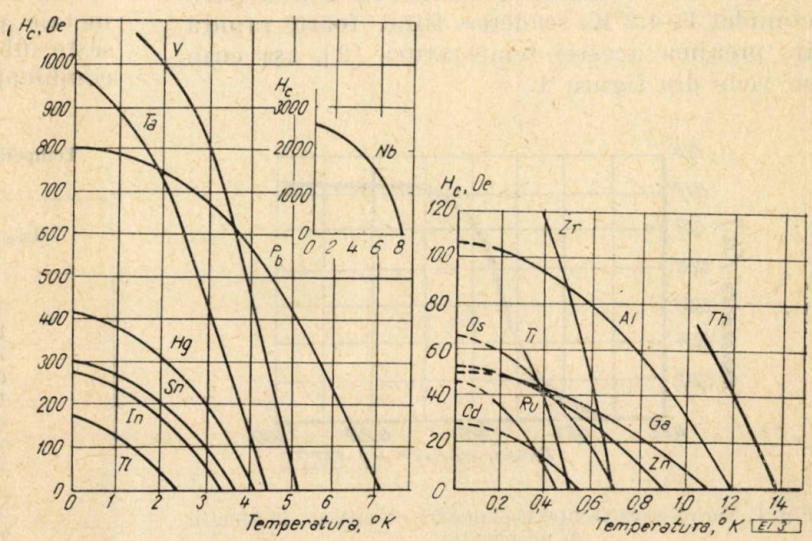


Fig. 3. Curbele $H_c = f(T)$ pentru diverse metale.

Într-adevăr, dacă $\rho = 0$, $\overline{E} = 0$ și din ecuația lui Maxwell rot $\overline{E} = -\frac{d\overline{B}}{dt}$, rezultă :

$$0 = -\frac{d\overline{B}}{dt} \text{ dar nu } \overline{B} = 0.$$

Deci un supraconductor e caracterizat prin două proprietăţi independente :

$$\rho = 0 \quad \text{şi} \quad \overline{B} = 0.$$

Întrucît $\overline{B} = \mu_0 (\overline{H} + \overline{M})$, pentru $\overline{B} = 0$, rezultă $\overline{M} = -\overline{H}$ şi cum în general $\overline{M} = (\mu_r - 1)\overline{H}$, rezultă că *într-un supraconductor* $\mu_r = 0$, *adică materialul este perfect diamagnetic.*

Astfel de supraconductoare se numesc „ideale".

Materialul în care fluxul magnetic poate pătrunde este un supraconductor „neideal"*.

Din cercetările experimentale executate, pare a fi posibil ca supraconductivitatea să rezulte din interacţiunea vibraţiilor electronilor cu vibraţiile reţelei cristaline.

Această ipoteză constituie punctul de plecare al teoriilor microscopice moderne asupra supraconductivităţii (Frölich, Bardeen, Cooper şi Schrieffer).

Materiale supraconductoare ideale sau moi sînt, printre altele, In, Pb, Sn, Hg, Al etc., pentru care valorile lui H_0 sînt doar de cîteva sute de oerstezi, iar supraconductivitatea dispare la cîmpuri foarte mici.

Materialele supraconductoare neideale sau tari, ca de pildă Ta şi Nb, care au valori ale cîmpului H_0 de 1 000, respectiv 2 600 oerstezi, îşi păstrează supraconductivitatea chiar la cîmpuri mari.

În aceste materiale fluxul magnetic poate pătrunde într-un strat superficial, de circa 10^{-5} cm.

Se cunosc pînă azi circa 25 elemente şi sute de aliaje sau combinaţii intermetalice supraconductoare.

În tabelele 1 şi 2 sînt indicate aceste elemente, respectiv diverse combinaţii, cu temperaturile lor critice. Pentru elemente sînt date şi valorile cîmpurilor critice.

Temperaturile critice cele mai ridicate corespund unor combinaţii chimice cu proprietăţi tehnologice nefavorabile, fiind în general casante. Totuşi, cu ajutorul unei tehnologii speciale, din Nb_3Sn şi Nb_3Zr s-au putut realiza practic fire de mare lungime, care pot fi utilizate în tehnică [5].

Aplicaţiile materialelor supraconductoare

Folosirea în practică a proprietăţilor lor,

$$\rho = 0 \quad \text{şi} \quad \mu_r = 0,$$

la temperaturi joase, de cel mult 18°K, lasă să se întrevadă posibilitatea unor aplicaţii tehnice deosebit de interesante.

Trebuie însă să se ţină seamă de dificultatea producerii acestor temperaturi scăzute, precum şi a funcţionării dispozitivelor respective la aceste temperaturi.

Nu numai producerea acestei temperaturi necesită instalaţii de răcire deosebite, dar şi izolarea termică a incintelor de funcţionare (criostate) şi izolaţia electrică a dispozitivelor realizate pun probleme grele.

Funcţionarea criostatelor se bazează pe evaporarea heliului lichid. Unul dintre primele aparate de acest fel a fost realizat de către A. D. Little-Collins. Aparatul generează 2—3 litri heliu lichid pe oră şi necesită o putere de 15 CP [6].

Alte dispozitive de acest gen sînt bazate pe sistemul Gifford McMahon şi realizarea lor industrială face progrese rapide. De unde acum cîţiva ani se vorbea de o funcţionare neîntreruptă de ordinul a 10 ore, acum se vorbeşte de mii de ore şi fabricanţii pretind că funcţionarea automată a criostatelor este pe cale de a deveni tot atît de sigură ca aceea a refrigeratoarelor casnice.

În ceea ce priveşte izolaţia termică, în afară de vid înalt, se utilizează un număr de straturi de folii polizate sau pulbere aerogel evacuată, cu 50% pulbere de aluminiu. Pentru izolaţia electrică se utilizează foi subţiri de teflon (politetrafluoretilenă) de circa 0,05 mm sau hîrtie de condensatoare lăcuită de aproximativ aceeaşi grosime, aceşti izolanţi rezistînd mai bine la străpungere la temperatura heliului lichid decît la temperatura camerei [6].

Posibilităţile teoretice de utilizare a supraconductoarelor în industria electrotehnică sînt numeroase, şi anume : la fabricarea motoarelor, generatoarelor şi transformatoarelor electrice cu randamente ridicate şi gabarite mici ; a întreruptoarelor, siguranţelor, redresoarelor şi liniilor de transmisie (cabluri subterane) etc.

În domeniul maşinilor electrice şi transformatoarelor există cîteva realizări de laborator. Deosebit de important pentru maşinile de calculat şi elementele de automatizare este criotronul. În ceea ce priveşte construcţia întreruptoarelor, redresoarelor şi liniilor de transmisie de energie, bazate pe utilizarea supraconductoarelor, se poate spune că pentru moment nu oferă perspectiva unei dezvoltări rapide.

Sînt încă prea puţin cunoscute proprietăţile supraconductoarelor neideale în cîmpuri alternative şi comportarea celor mai mulţi dintre dielectrici la temperaturi foarte joase.

În cele ce urmează se vor prezenta pe scurt cîteva din aplicaţiile supraconductoarelor.

Dispozitive bazate pe utilizarea supraconductoarelor

Criotronul. Anularea supraconductivităţii la cîmpuri mai mari decît cîmpul critic H_c stă la baza funcţionării acestui dispozitiv, alcătuit dintr-un fir supraconductor A introdus în interiorul unei bobine B executată de ase-

* Supraconductoarele ideale devin neideale dacă sînt supuse unor eforturi mecanice sau dacă grosimea lor scade sub o anumită limită.

menea dintr-un material supraconductor (fig.4). La o temperatură inferioară temperaturilor de tranziţie ale celor două materiale, ambele sînt supraconductoare. Curentul I_A din conductorul A poate fi reglat de cel din B, I_B, deoarece

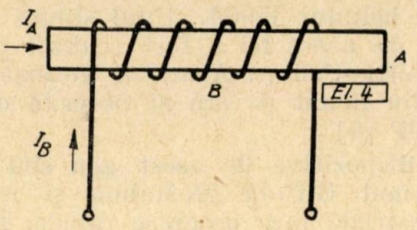


Fig. 4. Schema principială a criatronului.

cîmpul magnetic produs de bobina B poate întrece cîmpul critic al materialului din care este realizat firul A la temperatura de funcţionare a dispozitivului. Valoarea curentului care trebuie să circule în bobina B pentru ca miezul A să devină supraconductor depinde evident de valoarea curentului care circulă prin însuşi miezul A şi care creează şi el un cîmp magnetic.

Materialele din care se pot realiza asemenea dispozitive sînt, dacă temperatura de lucru este aceea a heliului lichid (4,2°K), tantalul pentru miezul A şi niobiul sau plumbul pentru bobina B. Criotronul este deci un dispozitiv bistabil (curentul din A trece sau nu trece, după mărimea curentului din B) şi poate fi folosit de pildă la calculatoarele digitale, consumînd o putere extrem de mică (exclusiv puterea criostatului) şi avînd un gabarit redus.

Electromagneţi. În multe domenii din tehnică este necesară obţinerea de cîmpuri magnetice mari, ca de pildă pentru realizarea de lagăre fără contacte, oscilatoare, amplificatoare, pentru devierea radiaţiilor, în fizica nucleară etc. şi de asemenea în construcţia maşinilor electrice.

O bobină supraconductoare dă naştere unui cîmp magnetic care se menţine fără aport permanent de energie. La suprafaţa conductorului din care este executată bobina apare un cîmp

$$H = \frac{I}{2\pi r},$$

în care I este curentul care circulă în bobină şi r raza conductorului.

Pentru a putea folosi bobina la obţinerea de cîmpuri mari, trebuie ca cîmpul H de la suprafaţa conductorului să nu atingă valoarea critică H_c a materialului respectiv la temperatura de funcţionare a dispozitivului.

Pentru a limita valoarea lui H se folosesc conductoare sub formă de folii supraconductoare de tip „neideal" (tari) ca Ni, Ta, V etc., pentru care cîmpul critic are o valoare ridicată. S-au obţinut astfel cîmpuri de inducţie în interiorul bobinelor de la 4 300 Gs (Alsthom 1960) la 250 000 Gs (1962) şi în curînd se speră să se obţină cîmpuri de inducţie de circa 18 MGs, timp de 1 μs [5]. Cea mai mare densitate de curent realizată într-un supraconductor este de circa 100 000 A/cm^2 (se ştie că numai un strat subţire superficial este supraconductor).

Materialele utilizate sînt îndeosebi combinaţii ca Nb_3Sn şi Nb_3Zr, ultimul fiind mai puţin casant decît primul.

Lagăre fără frecare. Cînd un obiect supraconductor este introdus într-un cîmp magnetic, deoarece în interiorul său $\overline{B} = 0$, liniile de forţă sînt expulzate din interiorul obiectului.

Astfel, o sferă de plumb goală, la temperatura heliului lichid, va pluti în cîmpul magnetic, liniile de cîmp „purtînd" sfera.

Se înţelege că lagărele construite pe acest principiu nu vor prezenta pierderi prin frecare.

Aceste lagăre sînt potrivite pentru dispozitive de acţionare, pentru contoare electrice, pentru motoare cu viteză mare, sisteme de comandă stabilizate pe rachete şi nave spaţiale etc.

Maşini electrice. Putîndu-se obţine în interiorul unei bobine supraconductoare cîmpuri de inducţie puternice, acestea vor putea înlocui circuitele *cu fier*, construindu-se maşini electrice *fără fier* care să lucreze la inducţii mult mai mari decît maşinile normale şi evident, cu pierderi în fier nule. De asemenea, pierderile Joule sînt nule pentru circuitele supraconductoare. Dimensiunile şi greutăţile fiind mici, pierderile în lagăre sînt reduse şi dacă maşina funcţionează în vid, se anulează şi pierderile prin ventilaţie.

Pierderile de căldură prin izolaţia termică trebuie de asemenea luate în seamă (se consideră circa 1,3 W/cm^2 cu izolanţii termici disponibili în prezent), temperatura la care o astfel de maşină funcţionează fiind temperatura heliului lichid de circa 4°K. Realizarea maşinilor cu colector ar prezenta mari dificultăţi. De asemenea, nu se va putea realiza o maşină asincronă cu înfăşurarea rotorului supraconductoare, căci dacă rezistenţa rotorului este zero, şi alunecarea este zero, şi deci maşina nu poate funcţiona.

Maşina supraconductoare va fi deci o maşină sincronă.

Maşina sincronă convenţională de 130 kW necesită o lungime a indusului de circa 400 mm şi un diametru al acestuia de circa 300 mm [6]. Maşina supraconductoare corespunzătoare ar putea suporta o densitate de curent de circa 200 de ori mai mare şi ar putea lucra la o inducţie de circa 25 de ori mai mare, ceea ce ar corespunde unei puteri de 5 000 de ori mai mare decît a maşinii convenţionale.

Principial, maşina supraconductoare poate poseda ambele înfăşurări din materiale supraconductoare sau numai una dintre ele. În figura 5 este reprezentată o asemenea maşină. Rotorul este constituit dintr-un material electroizolant

în care este îngropată înfăşurarea rotorică din cupru, iar înfăşurarea statorică, supraconductoare, este alcătuită din conductoare de Nb_3Sn şi închisă într-o incintă izolată termic, în care se găseşte heliu lichid.

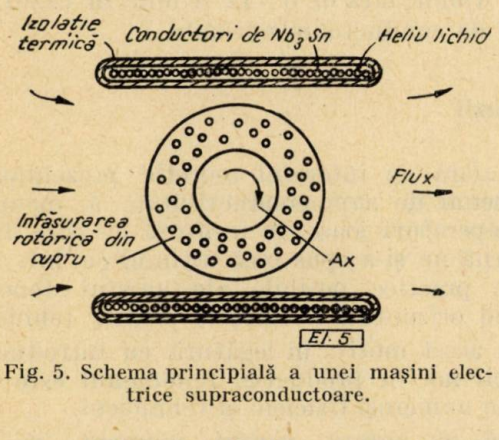


Fig. 5. Schema principială a unei maşini electrice supraconductoare.

Un generator construit pe acest principiu, cu rotorul de 2 m lungime, diametrul de 1 m şi cu o viteză de 3 600 rot /min, poate lucra la o inducţie de circa 10 Wb/m^2.

Dacă curentul în rotor este de circa 0,5 MA/m^2, s-a calculat că puterea generatorului atinge circa 500 000 kW/m^3. Pierderile sînt foarte mici, fiind constituite îndeosebi de pierderile Joule în rotor, dacă pierderile prin ventilaţie se anulează, făcînd maşina să funcţioneze în vid. Randamentul unei astfel de maşini ar fi de circa 99,9%. Dat fiind modul de construcţie, puterea necesitată pentru răcirea înfăşurării de excitaţie este foarte redusă.

Maşinile electrice „supraconductoare", datorită caracteristicilor lor de bază excepţionale: randament foarte mare şi dimensiuni reduse, promit să se dezvolte îndeosebi sub forma de generatoare sincrone, convertizoare de frecvenţă şi grupuri motor-generator (transformatoare rotative).

Bineînţeles că se pun numeroase probleme de rezolvat, ca de exemplu cele privind frecvenţa proprie de oscilaţie, care din cauza masei foarte mici a rotorului poate atinge circa 20 Hz (faţă de circa 1 Hz la maşinile normale), posibilitatea de rezonanţă a oscilaţiilor de torsiune, comportarea la scurtcircuit — curentul păstrîndu-şi valoarea un timp îndelungat în cazul maşinilor supraconductoare — şi apariţia la scurtcircuit de forţe mecanice foarte mari etc.

Transformatoare. În transformatoarele moderne, de construcţie obişnuită, cea mai mare parte din pierderi este dată de pierderile Joule RI^2 în înfăşurări. Dacă conductoarele de cupru se înlocuiesc cu conductoare din metale supraconductoare, aceste pierderi vor fi înlăturate.

Dacă se utilizează supraconductoarele ideale, acestea îşi vor pierde proprietatea de supraconductivitate la cîmpuri foarte mici, ceea ce se poate evita prin întreţeserea înfăşurărilor, astfel încît cîmpul rezultant să fie foarte redus.

O altă soluţie este utilizarea de supraconductoare neideale, de asemenea cu înfăşurări întreţesute. Curenţii din transformatoare pot fi în acest caz mai mari, chiar la un grad de întreţesere al înfăşurărilor mai redus.

Cu toate că e binecunoscut că supraconductoarele neideale pot conduce curenţi continui mari în cîmpuri magnetice statice puternice, pentru curenţi şi cîmpuri alternative, fenomenele se prezintă diferit şi sînt încă în studiu.

De asemenea, datorită densităţilor mari de curent şi deci existenţei de cîmpuri puternice în transformatoare, şi reactanţa de scăpări va fi mare.

Toate acestea şi alte dificultăţi n-au împiedicat realizarea unui transformator experimental de 15 kW cu înfăşurările din benzi subţiri de plumb izolate cu hîrtie impregnată, acestea funcţionînd la temperatura heliului lichid.

Siguranţe fuzibile şi întreruptoare. Dacă o peliculă subţire din material supraconductor este străbătută de un curent care la un moment dat întrece curentul limită la care dispare starea supraconductoare a peliculei şi dacă curentul este menţinut în circuit şi continuă să străbată bobina, rezistenţa ei fiind mică faţă de aceea a circuitului exterior, ea se va vaporiza, obţinîndu-se o siguranţă fuzibilă cu funcţionare foarte precisă.

Dacă pelicula e de lungime mare, astfel ca rezistenţa sa să fie mult mai mare ca rezistenţa circuitului exterior, dispozitivul va funcţiona ca un întreruptor, curentul care circulă în circuit după anularea supraconductivităţii fiind extrem de redus.

Cînd pelicula redevine supraconductoare, curentul din circuit îşi reia valoarea iniţială.

Redresoare. Redresoarele utilizînd supraconductoare au fost descrise principial de Olsen, Purcell şi Payne (1958—1961) şi se compun în esenţă din două pelicule supraconductoare A, A' montate ca în figura 6 şi care, alternativ, timp de o semiperioadă, sînt aduse în stare conductoare normală cu ajutorul unor cîmpuri magnetice, generate de doi electromagneţi M, M' excitaţi sincron. Cei doi electromagneţi au exact rolul unor celule redresoare oarecare în montajul cu transformator pentru redresarea ambelor semiperioade ale curentului alternativ de redresat.

Dispozitivul reprezentat pune probleme importante. În afară de cele două pelicule supraconductoare menţinute la 4°K, trebuie ca rezistenţa şi deci lungimea peliculelor să fie foarte mare, astfel ca în momentul cînd aceasta

nu este supraconductoare, rezistența sa să fie destul de mare ca să limiteze curentul prin ramura respectivă la o valoare mică. La bornele acestei rezistențe mari se va regăsi deci cea mai mare parte din tensiunea aplicată, ceea ce implică prevederea unei izolații suficiente.

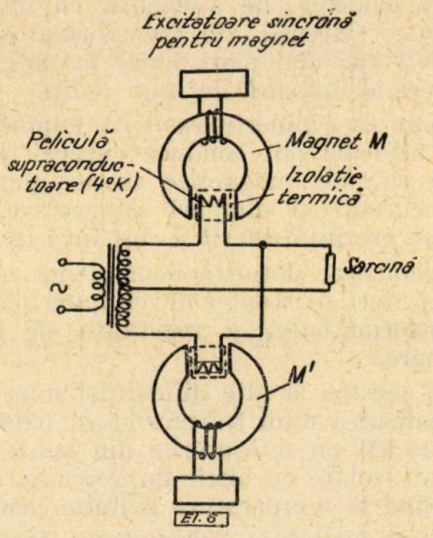


Fig. 6. Schema principială a unui redresor utilizînd supraconductoare

De asemenea, lungimea necesară a peliculelor pune probleme constructive. Dificultățile enumerate și încă multe altele au făcut ca pentru moment construcția unui astfel de redresor să nu fi fost realizată practic

Linii de transmisie a energiei electrice. Cablurile subterane supraconductoare ar permite transmisia de energie electrică fără pierderi (neglijînd pierderile din izolații) în afară de puterea consumată de către mașinile frigorifice necesare, care s-ar ridica, după unii autori la circa 1% din puterea transmisă.

Astfel de cabluri ar fi constituite din mai multe conductoare concentrice, conductoarele vecine fiind parcurse de curent în sens contrar, pentru obținerea unui cîmp magnetic rezultant practic nul.

Mașinile frigorifice ar fi distribuite de-a lungul liniei și evident că defectarea uneia din ele ar avea ca urmare întreruperea liniei. Dificultățile tehnice și costul ridicat al unei asemenea linii subterane, cu toate avantajele ce le prezintă pentru transmisia de puteri mari a făcut ca pînă în prezent nici această aplicație să nu pătrundă în domeniul practicii.

Circuite imprimate. O aplicație interesantă a supraconductoarelor poate consta în utilizarea lor la executarea de circuite imprimate [7], pe de o parte datorită posibilității obținerii de densități mari de curent în supraconductoare și pe de altă parte datorită circulației curentului numai printr-o pătură superficială foarte subțire a supraconductorului, cîmpul critic H_c crescînd — la o temperatură dată — cînd grosimea peliculei supraconductoare scade.

În circuitele imprimate cu supraconductoare se pot obține densități de curent de ordinul a 1 000 A/mm² față de 3—12 A/mm² în cazul utilizării de conductoare normale.

Concluzii

În afară de interesul teoretic prezentat de fenomenul de supraconductivitate a metalelor la temperaturi joase, în legătură cu care fizica modernă nu și-a spus încă ultimul cuvînt, aplicațiile practice posibile ale acestui fenomen deschid orizonturi nebănuite pentru tehnică.

Din acest motiv, în legătură cu introducerea tehnicii noi în producție, fenomenul este studiat de numeroși fizicieni și tehnicieni.

Fără să putem, pentru moment, în țara noastră, contribui cu studii experimentale în acest domeniu, dar întrucît supraconductivitatea va ocupa, foarte probabil, un loc important în tehnica viitorului, credem că studierea fenomenului, atît din punct de vedere teoretic, cît și din punctul de vedere al posibilităților de aplicație în industria electrotehnică, prezintă un interes deosebit.

Lucrările din literatura tehnică universală care tratează această problemă sînt foarte numeroase.

În bibliografia anexată se citează cîteva dintre ele, atît pentru probleme teoretice [1], [12], [13], [14], [15], [16], cît și pentru aplicațiile practice în domeniul electrotehnicii [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [15], [17], [18], [19].

Bibliografie

[1] *Kittel.* Introduction to solid state physics. Cap. 16 New York — London, John Wiley and Sons, 1961.

[2] *Dekker, A.J.* Electrical Engineering Materials. Cap. 5.6. Prentice Hall, Inc. 1959.

[3] *Imhof, A.* Die Entdeckung der Supraleitfähigkeit. În: STZ, vol. **59**, 19 mai 1962, p. 385–389.

[4] *Allen, R. J.* Application of cryogenics to electrical and electronic design. In: Electrical Eng., vol. **79**, nr. 12, 1960, p. 1013–1018.

[5] *Saur, E.* Supraleitende Magnetspule. In: ETZ-B, vol. **14**, nr. 26, 1962, p. 705–708.

[6] *Imhof, A.* Anwendung der Supraleitung in der Elektrotechnik. In: STZ, vol. **59**, nr. 19, 1962, p. 389–399.

[7] *Kazovski i Karțev.* O vozmojnostiah primenenia sverhprovodnikov v elektromehanike. In: Elektromehanica, vol. **35**, nr. 1, 1964, p. 22–26.

[8] *Bul, O. B.* O primenenii iavlenia sverhprovodimosti v elektrotehnike. In: Elektricestvo, vol. **84**, nr. 5, 1964, p. 85–88.

[9] *Mc Fee, R.* Applications of superconductivity to the generation and distribution of electric power. In: Electrical Eng., vol. **81**, nr. 2, 1962, p. 122–129.

[10] *Mc Fee, R.* The feasibility of superconducting power transformers. În: Electrical Eng., vol. **80**, 1961, p. 754—760.

[11] *Maus, G.* Die Supraleitfähigkeit und ihre Anwendungsmöglichkeit. In: ETZ-B, vol. **13**, nr. 25, 1961, p. 675—677.

[12] *Justi, E.* Elektrischer Leitungsmechanismus und Supraleifähigkeit der Metalle. In: ETZ, vol **62**, nr. 34, 1941, nr. 721—725 și nr. 35, p. 741—745.

[13] *Lynton, E. A.* La supraconductivité (tradus din limba engleză), Paris, Dunod, 1964.

[14] * * * Supraconductibilitatea. Traduceri din literatura sovietică de specialitate. București, Biblioteca analelor româno-sovietice. Seria tehnică, nr. 66—67, 1959.

[15] *Olmer, Ph.* și alții. Les Supraconducteurs dans le domaine des courants forts. In: Bull. S.F.E. 8-ème série, tom V, 1964, p. 623—670.

[16] *Shoenberg, D.* Superconductivity. Cambridge University Press, 1952.

[17] *Amiot, X.* Les apports des techniques cryogéniques notamment en éléctrotechnique. În: R.G.E., t. **74**, 1965, nr. 6, p. 529 și nr. 7, p. 609—611.

[18] *Carbonell, E.* și *A. de la Harpe.* La production, la conservation et l'utilisation des basses températures dans les cryomachines électriques. În: R.G.E. t. **74**, 1965, nr. 7, p. 611—622.

[19] *Burnier, P.* și alții. Les cryomachines électriques. În: R.G.E., t. **74**, 1965, nr. 7, p. 623—647.

Intrat în redacție la 25.10.1965

Influența înclinării crestăturii rotorice asupra performanțelor motorului asincron

Ovidiu Drăgănescu și Gheorghe Galbenu* — Craiova

CZ 621.313.333.042.3.001.24

În literatura de specialitate există cercetări teoretice și experimentale în care se examinează influența înclinării crestăturii rotorice asupra performanțelor motorului asincron. [1], [2], [3].

O serie de cercetări experimentale, efectuate asupra mașinilor cu colivie din aluminiu, ale căror caracteristici sînt date în lucrările [4], [5], au arătat că, în cazul în care crestătura rotorică este înclinată față de generatoare, pe caracteristica $M = f(s)$ a acelor mașini apare o șa pronunțată cu o alură specială. La acest tip de mașini, crestătura rotorică este deschisă avînd profil de pară în partea dinspre întrefier. Barele se introduc radial, iar prin presare, cu ciocan pneumatic, capătă forma crestăturii.

Pe lîngă înșeuarea caracteristicii mecanice s-a remarcat o mărire a pierderilor suplimentare de sarcină și de mers în gol.

Micșorînd unghiul de înclinare a crestăturii rotorice s-a observat experimental, în cazurile indicate [4], [5], o micșorare a pierderilor suplimentare, precum și o ameliorare a caracteristicii mecanice.

În situația în care crestătura rotorului este dreaptă, șaua dispare de pe caracteristica mecanică, în locul său apărînd însă un cuplu sincron (fig. 1). De asemenea, pierderile suplimentare în gol și sarcină ating valori apropiate de cele calculate cu metodele cunoscute în literatură. Încercările efectuate pe un număr mare de motoare din acest tip constructiv au dat rezultate similare, ceea ce a dus la concluzia că înclinarea crestăturii rotorice la coliviile cu bare înalte de aluminiu și crestătura deschisă conferă acestor mașini proprietăți necorespunzătoare, atît în regim de pornire, cît și în regim de funcționare la turația nominală.

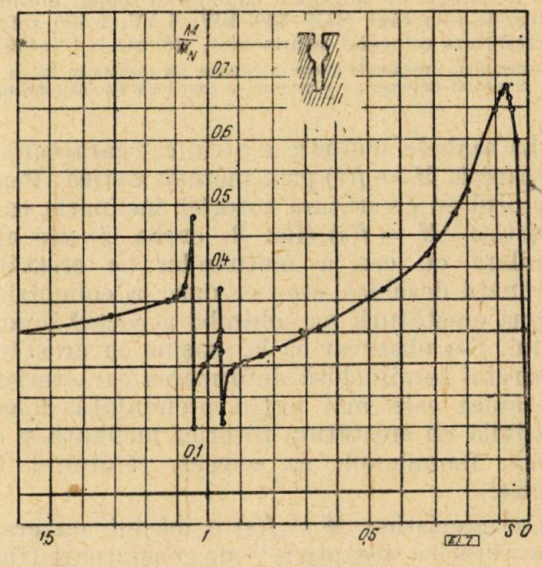


Fig. 1. Curba de variație a cuplului în timpul pornirii la motorul asincron MUS 320 kW, 6 kV, 1 500 rot/min, cu crestătura rotorului deschisă, ridicată la $U = 0{,}5\ U_N$.

Printre mașinile la care aceste fenomene au avut efecte maxime se numără motorul cu parametrii: $P = 315$ kW, $U = 6$ kV, $n_0 = 1\,500$ rot/min, $Z_1 = 48$, $Z_2 = 56$.

Pentru a analiza dacă forma crestăturii rotorice influențează fenomenele determinate de înclinarea sa, s-au realizat două mașini cu crestături rotorice semiînchise.

Ambele mașini au avut aceleași date, și anume: $P = 320$ kW, $U = 6$ kV, $n_0 = 1\,500$ rot/min, $Z_1 = 48$, $Z_2 = 56$.

* *O. Drăgănescu* este inginer principal la laboratorul central al uzinelor „ELECTROPUTERE" și *Gh. Galbenu* inginer principal la același laborator.

Colivia rotorului a fost executată din bare înalte de aluminiu introduse axial pe la una din extremităţile rotorului. La una dintre maşini, crestătura rotorului a fost înclinată faţă de generatoare cu un pas al crestăturii statorului, iar la cealaltă a fost dreaptă.

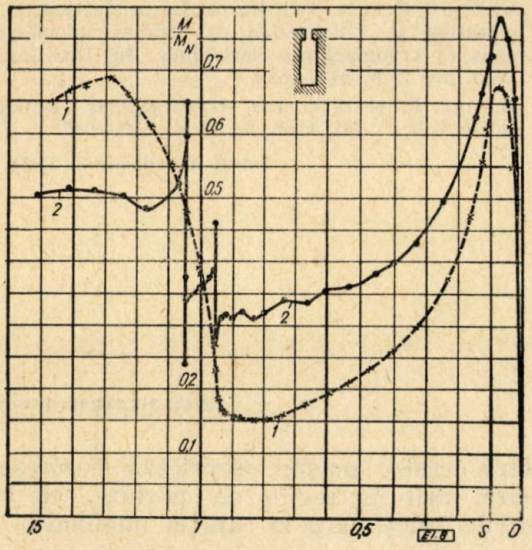


Fig. 2. Curbele de variaţie a cuplului în timpul pornirii la motoarele asincrone MUS 320 kW, 6 kV, 1 500 rot/min, cu crestătura rotorului semiînchisă, ridicate la $U = 0{,}5\ U_N$:
1 — motorul cu crestăturile rotorului înclinate pe generatoare cu un pas al crestăturii statorului; *2* — motorul cu crestăturile rotorului drepte.

La ambele motoare s-a ridicat caracteristica mecanică $M = f(s)$ prin metoda statică. Pentru motorul cu crestătura rotorică înclinată, caracteristica $M = f(s)$ (fig. 2, curba *1*) are alura similară cu cea a motoarelor cu crestătura înclinată deschisă, ceea ce duce la concluzia că forma crestăturii nu schimbă aspectul fenomenului. S-a observat că la maşina cu crestătura rotorului semiînchisă deformarea caracteristicii mecanice este mai puţin pronunţată decît la maşinile cu crestătura rotorică înclinată şi deschisă, fenomenul, ca aspect, rămînînd însă acelaşi.

Caracteristica $M = f(s)$ a maşinii cu crestătura rotorică dreaptă faţă de generatoare (fig. 2, curba *2*) nu mai prezintă şa. Se observă însă un cuplu sincron în zona în care la maşina cu crestătura înclinată apare cuplul minim. Prezenţa cuplului sincron a fost pusă în evidenţă şi la maşinile cu crestătura rotorului dreaptă şi deschisă (fig. 1).

Rezultă deci că pentru ambele tipuri de crestături rotorice, în cazul cînd acestea sînt înclinate, apare o şa pronunţată pe caracteristica mecanică. Prin îndreptarea crestăturii faţă de generatoare, şaua dispare, în locul său apărînd un cuplu sincron.

Comportarea similară a motoarelor cu cele două tipuri de crestături rotorice, atît în situaţia în care au fost înclinate cu acelaşi unghi, cît şi atunci cînd au fost drepte, duce la concluzia că fenomenul se produce independent de faptul dacă crestătura este deschisă sau semiînchisă, înclinarea faţă de generatoare constituind însă un factor determinant.

La cele două motoare s-au determinat pierderile suplimentare de mers în gol (tabela 2) şi cele de sarcină (tabela 1).

Tabela 1

Datele motoarelor	$P = 320$ kW $U = 6$ kV $n_0 = 1\,500$ rot/min	
Tipul crestăturii rotorice	crestătura rotorului semiînchisă, înclinată pe generatoare	Crestătura rotorului semiînchisă, dreaptă
Pierderi suplimentare în sarcină	6,8 kW	2,65 kW

La ambele maşini, pierderile suplimentare în sarcină s-au determinat prin metoda „contracîmp", utilizînd aceleaşi aparate şi acelaşi montaj.

La motorul cu crestătura rotorului înclinată pe generatoare, aceste pierderi sînt de 2,5 ori mai mari decît la cel cu crestătura dreaptă. Chiar dacă metoda utilizată nu permite determinarea exactă a pierderilor suplimentare, raportul pierderilor măsurate la cele două maşini poate fi considerat exact, indicînd calitativ influenţa înclinării crestăturii rotorice faţă de generatoare.

În cadrul cercetărilor anterioare făcute în legătură cu aceeaşi problemă [4], [5], la maşinile cu crestătura rotorului înclinată dar deschisă s-a determinat experimental o valoare mai mare a pierderilor suplimentare.

Rezultatele obţinute în acest regim, în funcţie de înclinarea crestăturii duc la întărirea ipotezei că înclinarea crestăturii contribuie la apariţia fenomenelor nedorite, semnalate mai sus, la tipul de rotoare descris.

O comportare diferită în funcţie de înclinarea crestăturii rotorice s-a remarcat şi la regimul de mers în gol, atît la maşinile cu crestătura deschisă [4], [5], cît şi la cele cu crestătura semiînchisă (tabela 2).

Astfel, în cazul crestăturii rotorice înclinate şi deschise s-au determinat pierderile $P_0 - P_{m+V} - P_{Cuo}$ şi s-au găsit aproximativ, de 2,5 ori mai mari decît cele calculate [4], [5].

Micşorînd unghiul de înclinare a crestăturii rotorice, aceste pierderi au scăzut, fapt care indică existenţa unei componente în expresia pierderilor, care depinde de înclinarea crestăturii.

În scopul verificării influenţei tipului crestăturii asupra pierderilor la mers în gol, acestea

Tabela 2

		Motorul încercat A	Motorul de antrenare S	Observaţii
Regimul 1	crestătura înclinată	$P_{A1} = 3050$ W, $U = 6$ kV $I_0 = 9{,}6$ A, $P_{Cuo} = 320$ W $P_{A1} - P_{Cuo} = P'_{Fe} = 2730$ W	$P_{S1} = 39\,300$ W, $U = 6$ kV	$P_{S1} - P_{S2} = P_{supl.o} = 9\,400$ W
	crestătura dreaptă	$P_{A1} = 2840$ W, $U = 6$ kV $I_0 = 9{,}9$ A, $P_{Cuo} = 340$ W $P_{A1} - P_{Cuo} = P'_{Fe} = 2500$ W	$P_{S1} = 36\,450$ W, $U = 6$ kV	$P_{S1} - P_{S2} = P_{supl.} = 5\,150$ W
Regimul 2	crestătura înclinată	nealimentat	$P_{S2} = 29\,900$ W, $U = 6$ kV	
	crestătura dreaptă	nealimentat	$P_{S2} = 31\,300$ W, $U = 6$ kV	
Regimul 3	crestătura înclinată	decuplat	$P_{S3} = 15\,000$ W, $U = 6$ kV	$P_{S2} - P_{S3} = P_{m+V} = 14\,900$ W
	crestătura dreaptă	decuplat	$P_{S3} = 15\,000$ W, $U = 6$ kV	$P_{S2} - P_{S3} = P_{m+V} = 16\,300$ W
Regimul clasic	crestătura înclinată	$P_{Fe} = 11\,440$ W $P_{m+V} = 15\,000$ W		$P'_{Fe} + P_{supl.o} = 2\,730 + 9\,400 = 12\,130$ W
	crestătura dreaptă	$P_{Fe} = 7\,120$ W $P_{m+V} = 16\,200$ W		$P'_{Fe} + P_{supl.o} = 2\,500 + 5\,150 = 7\,650$ W

Notaţiile principale

P_{A1} = puterea absorbită de maşina A, în regimul 1;
P_{S1} = puterea absorbită de maşina S, în regimul 1;
P_{S2} = puterea absorbită de maşina S, în regimul 2;
P_{S3} = puterea absorbită de maşina S, în regimul 3;
P'_{Fe} = pierderile pentru magnetizare, în regimul 1;
P_{Fe} = Pierderile în fier determinate prin metoda clasică;
$P_{supl.o}$ = pierderile suplimentare la mers în gol;
P_{m+V} = pierderile mecanice şi de ventilaţie;
P_{Cuo} = pierderile în cupru datorite curentului de mers în gol
I_0 = curentul la mers în gol.

s-au determinat la cele două maşini cu crestătura rotorului înclinată şi dreaptă semiînchisă. Se remarcă acelaşi fenomen ca şi la maşinile cu crestătura deschisă (la motorul cu bare înclinate), aceste pierderi fiind cu aproximativ 60% mai mari decît la cele cu bare drepte (tabela 2).

Încercarea la mers în gol s-a efectuat prin metoda clasică, pierderile $P_0 - P_m - P_{Cuo}$ fiind determinate prin extrapolarea curbei $P_0 - P_{Cuo} = f(U^2)$.

În scopul unei analize mai amănunţite a pierderilor din acest regim s-au determinat pierderile la mers în gol prin metoda antrenării sincrone a maşinii de încercat.

Atît la maşina cu crestătura înclinată, cît şi la cea cu crestătura dreaptă, încercările s-au efectuat în următoarele trei etape.

1. Maşina de încercat a fost antrenată la viteza de sincronism cu maşina asincronă sincronizată, ambele fiind alimentate de la aceeaşi reţea (fig. 3 *a*).

În acest regim s-au măsurat, cu wattmetre de cos $\varphi = 0{,}1$, puterea absorbită de maşina de încercat A şi puterea absorbită de motorul de antrenare S, pentru tensiunea nominală şi frecvenţa nominală. Mărimile măsurate sînt trecute în tabela 2.

2. Pentru aceleaşi valori ale tensiunii de alimentare ale frecvenţei şi curentului de excitaţie ale maşinii de antrenare s-a măsurat puterea absorbită de aceasta, maşina de încercat fiind nealimentată, însă antrenată, la viteza sincronă (fig. 3 *b*).

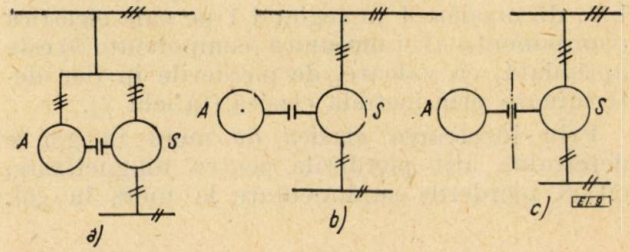


Fig. 3. Schema utilizată pentru măsurarea pierderilor la mers în gol:
a – maşinile A şi S cuplate mecanic şi conectate electric la aceeaşi reţea; *b* – maşina A deconectată de la reţea şi cuplată mecanic cu maşina S; *c* – maşina S decuplată de maşina A şi conectată la reţea.

3. Încercarea s-a efectuat în condiţiile de la punctul 2, cu deosebirea că maşina de încercat a fost decuplată de maşina de antrenare (fig. 3 *c*).

Maşina de antrenare S, lucrînd în regim reactiv capacitiv la flux constant, frecvenţă constantă, curent statoric constant [6] şi regim

termic stabilizat își păstrează pierderile proprii constante, avînd în vedere că componenta activă a curentului în fiecare din aceste trei regimuri este foarte mică în raport cu cea reactivă, iar variațiile sale de la un regim la altul sînt neînsemnate. Metoda de măsurare are deci o precizie corespunzătoare, la ridicarea preciziei contribuind și utilizarea wattmetrelor de $\cos \varphi = 0{,}1$. Pierderile proprii mașinii de antrenare sînt cele măsurate în regimul de lucru 3, diferența de putere absorbită în regimul 1 și 2 fiind atribuită mașinii de încercare *A*.

Se observă că în regimul de funcționare 1, mașina de încercat *A* absoarbe putere atît pe cale electrică, cît și pe cale mecanică. Puterea absorbită pe cale mecanică are două componente :

a — o componentă rezultată din diferența puterilor absorbite de mașina *S* în regimurile 2 și 3, se consumă pentru acoperirea pierderilor mecanice și de ventilație în mașina de încercat *A* ;

b — o componentă rezultată din diferența puterilor absorbite de mașina *S* în regimurile 1 și 2. Aceasta se consumă pentru învingerea cuplurilor create de curenții turbionari induși în rotor, precum și pentru învingerea cuplurilor create de cîmpurile învîrtitoare inverse datorite armonicilor superioare.

În cazul în care motorul funcționează în gol, alimentat de la rețea, absoarbe pe cale electrică puterea necesară pentru a învinge aceste cupluri superioare de frînare.

Dacă mașina este antrenată la sincronism, cuplul de frînare este învins de mașina care antrenează (mașina *S* în situația prezentată).

Componenta *b* a puterii primite de mașina de încercat *A* în regimul 1 pe cale mecanică acoperă pierderile suplimentare la mers în gol. Puterea absorbită pe cale electrică de mașina *A*, tot în regimul 1 este necesară pentru acoperirea pierderilor de magnetizare. Suma puterii absorbite de mașina *A* în regimul 1 pe cale electrică (componenta *a*) și mecanică (componenta *b*) este apropiată, ca valoare, de pierderile în fier determinate prin metoda clasică (tabela 2).

Prin încercarea clasică de mers în gol se determină atît pierderile pentru magnetizare, cît și pierderile suplimentare la mers în gol.

Referitor la influența înclinării crestăturii se observă că pierderile suplimentare la mers în gol, determinate conform metodei indicate, sînt cu aproximativ 80% mai mari la mașina cu crestătura înclinată ; deci înclinarea crestăturii pe generatoare determină o creștere a pierderilor de mers în gol la mașinile considerate.

Rezultatele experimentale indică, de asemenea ,că pierderile suplimentare la mers în gol apar și în cazul crestăturii semiînchise.

Concluzii

Înclinarea față de generatoare a crestăturii rotorului la mașinile cu colivie din bare înalte de aluminiu, de tipul studiat, provoacă o șa importantă pe caracteristica mecanică, cum și o mărire a pierderilor suplimentare în gol și la mers în sarcină, atît în cazul în care crestătura este deschisă, cît și în cazul în care este semiînchisă.

Bibliografie

[1] *Odok, A. M.* Stray — Load Losses and Stray Torques in Induction Machines. In : Trans. A.I.E.E., part. III, vol. **77**, 1958, p. 43—53.

[2] *Jordan, H.* și *Taegen, F.* Curbele cuplului și pierderile suplimentare la motoarele asincrone trifazate. In : Energetică, electrificare, electrotehnică. Caiet selectiv, nr. 6, 1961. Institutul de documentare tehnică, traducere din revista ETZ-A, vol. **81**, nr. 23, 1960, p. 816—820.

[3] *Nicolaide, A.* Pierderi suplimentare în rotoarele cu colivie ale mașinilor asincrone și sincrone. In : Electrotehnica **12**, nr. 10, 1964, p. 361—368.

[4] *Drăgănescu, O., Galbenu, Gh., Stamate, S.* și *Cîmpeanu, A.* Cercetări experimentale asupra caracteristicii de pornire a mașinilor electrice rotative, sincrone și asincrone. In : Electrotehnica **12**, nr. 8, 1964, p. 289—294.

[5] *Drăgănescu, O.* și *Galbenu, Gh.* Cercetări experimentale asupra caracteristicii de pornire a mașinilor asincrone. În : Comunicări tehnice, Electroputere, Craiova, nr. 3, 1964, p. 38—42.

[6] *Drăgănescu, O.* și *Galbenu, Gh.* Perfecționarea metodei de determinare a pierderilor suplimentare la mașinile sincrone. In : Comunicări tehnice, Electroputere, Craiova, nr. 3, 1964, p. 61—62.

Intrat în redacție la 16.VII.1965

Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneții de curent alternativ

Gheorghe Hortopan și **Gheorghe Titz*** — București

CZ 621.318.321.045.56.001.24

Electromagneții de curent alternativ se construiesc sub forma unor numeroase variante: forma U cu spira în scurtcircuit pe o coloană și mișcare de rotație a armăturii; forma U cu spire în scurtcircuit pe două coloane cu mișcare de translație a armăturii; forma E cu spire în scurtcircuit pe cele două coloane externe; forma T cu spire în scurtcircuit pe cele două coloane externe etc.

Obiectul lucrării este de a prezenta principiile de calcul ale spirei în scurtcircuit pentru toate variantele menționate, ținînd seamă că în literatură există încă unele goluri în acest domeniu.

Astfel, Kussy [1], ca și alți autori [2], [3], ia drept criterii la determinarea rezistenței spirei în scurtcircuit numai forța pulsatorie a electromagnetului, pentru care caută un minimum, fără a lua în considerare necesitatea de a obține o forță minimă cît mai mare. Kübler [4] are meritul de a atrage atenția asupra faptului că, la dimensionarea spirei în scurtcircuit la un electromagnet de tip U, este util a se ține seamă de forța minimă a electromagnetului, dar el nu se ocupă cu calculul spirei în scurtcircuit la electromagneții cu trei coloane, de formă E sau T, la care intervin condiții deosebite de funcționare față de electromagnetul de tip U.

În cadrul lucrării se expune atît teoria prezentată de Kübler pentru electromagneții de tip U, cît și extinderea acestei teorii la electromagneții de tip E și T, în cadrul unui sistem unitar de notații și cu precizarea domeniilor de aplicabilitate la un număr cît mai mare de electromagneți, care se fabrică în mod uzual. În continuare se presupun fenomenele liniare, iar mărimile electromagnetice alternative se admit sinusoidale. Calculele se efectuează pentru electromagneții cu întrefierul minimal (armătura mobilă atrasă). Se știe că pentru întrefierul maximal (armătura mobilă depărtată), din cauza întrefierului mare, reacția spirei în scurtcircuit este neînsemnată, în sensul că fluxurile în întrefier nu pot fi menținute decalate, chiar dacă curentul în spiră este mai mare decît curentul în poziția atrasă. Ca urmare, forța în întrefier nu depinde, practic, în această situație, de curentul din spira în scurtcircuit.

1. Rezistența spirei în scurtcircuit la electromagnetul U/1

În figura 1, *a* s-a reprezentat schematic electromagnetul notat cu U/1, adică acel electromagnet a cărui spiră în scurtcircuit este plasată pe o coloană, iar axul de rotație al armăturii mobile se găsește pe cealaltă coloană. La un asemenea electromagnet, cuplul util este dat numai de forța dezvoltată în întrefierul electromagnetului prevăzut cu spiră în scurtcircuit, deoarece cuplul forței dezvoltate în întrefierul fără spiră în scurtcircuit este nul*.

Pentru această situație este suficient a se cerceta fenomenele care se produc în întrefierul polului echipat cu spiră în scurtcircuit. Cu următoarele notații (fig. 1):

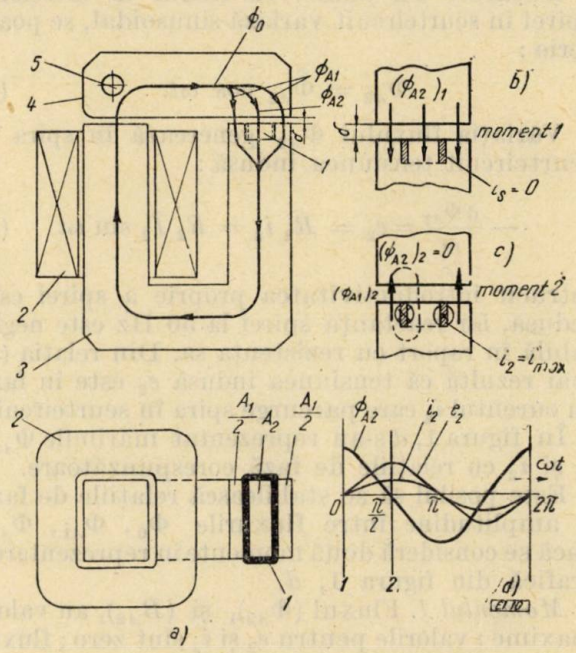


Fig. 1. Electromagnetul de forma U/1:
1 — spira în scurtcircuit; *2* — bobina de excitație; *3* — armătura fixă; *4* — armătura mobilă; *5* — ax de rotație.

A_1 — aria polului în afara spirei;
A_2 — aria polului în interiorul spirei;
Φ_0 — fluxul magnetic în zonele neecranate ale circuitului magnetic;
Φ_{A1} — fluxul magnetic în întrefier în exteriorul spirei;
Φ_{A2} — fluxul magnetic în întrefier în interiorul spirei;
B_{A1} și B_{A2} — inducțiile corespunzătoare;
e_2 — tensiunea electromotoare indusă în spiră;
i_2 — curentul din spiră;
δ — grosimea întrefierului;
R_2 — rezistența spirei în scurtcircuit,

pentru a determina rezistența spirei în scurtcircuit, se consideră *fenomenul global*, care are

* *Gh. Hortopan* este conferențiar la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" — București, iar *Gh. Titz* este asistent la același institut.

* Această condiție nu este precizată de Kübler [4].

oc în întrefierul polului. Fluxul total Φ_0, considerat ca mărime alternativă sinusoidală şi care parcurge circuitul magnetic al electromagnetului în zonele neecranate, rezultă din însumarea a două fluxuri Φ_{A1} şi Φ_{A2}, respectiv din exteriorul şi interiorul spirei ecran, ambele mărimi fiind sinusoidale. În continuare se admite, din consideraţii tehnologice (saturaţia materialului), *valoarea maximă* $\hat{B}_{A1}$ a inducţiei magnetice în exteriorul spirei în scurtcircuit. Valoarea maximă a inducţiei $\hat{B}_{A2}$, în interiorul spirei în scurtcircuit, se exprimă cu ajutorul factorului k, în funcţie de $\hat{B}_{A1}$, prin relaţia :

$$\hat{B}_{A2} = k\hat{B}_{A1}. \tag{1}$$

Deoarece s-a admis că fluxul în interiorul spirei în scurtcircuit variază sinusoidal, se poate scrie :

$$\Phi_{A2} = \hat{\Phi}_{A2} \cos \omega t. \tag{2}$$

Variaţia fluxului Φ_{A2} generează în spira în scurtcircuit tensiunea indusă :

$$-\frac{\mathrm{d}\Phi_{A2}}{\mathrm{d}t} = e_2 = R_2 i_2 = R_2 \hat{I}_2 \sin \omega t \tag{3}$$

întrucît introductivitatea proprie a spirei este redusă, iar reactanţa spirei la 50 Hz este neglijabilă în raport cu rezistenţa sa. Din relaţia (3) mai rezultă că tensiunea indusă e_2 este în fază cu curentul i_2 care parcurge spira în scurtcircuit.

În figura 1, *d* s-au reprezentat mărimile Φ_{A2}, e_2 şi i_2 cu relaţiile de fază corespunzătoare.

Este posibil să se stabilească relaţiile de fază şi amplitudine între fluxurile Φ_0, Φ_{A1}, Φ_{A2}, dacă se consideră două momente în reprezentarea grafică din figura 1, *d*.

Momentul 1. Fluxul $(\Phi_{A2})_1$ şi $(B_{A2})_1$ au valori maxime ; valorile pentru e_2 şi i_2 sînt zero ; fluxul produs de curentul din spiră este zero. Inducţiile din ariile A_1 şi A_2 sînt egale între ele, adică :

$$(B_{A1})_1 = (B_{A2})_1 = \hat{B}_{A2}. \tag{4}$$

Momentul 2 se consideră după un unghi $\omega t = \pi/2$. Fluxul $(\Phi_{A2})_2$ are valoarea zero şi deci şi inducţia $(B_{A2})_2$ are valoarea zero ; tensiunea e_2 şi curentul i_2 au valori maxime. În acest moment cîmpul magnetic în interiorul spirei este nul, adică $(H_{A2})_2 = 0$.

Situaţia fluxurilor şi a curentului în spiră la cele două momente este reprezentată şi în figura 1, *b* şi *c*.

Observaţiile făcute privind situaţia electromagnetică în întrefierul electromagnetului la cele două momente permit trasarea diagramei fazoriale a inducţiilor şi fluxurilor (fig. 2). În această diagramă s-au reprezentat, la momentul *1*, inducţiile în întrefier conform relaţiei (4). Inducţia $(B_{A1})_2$, adică în afara spirei şi în momentul *2*, se calculează în funcţie de valoarea maximă acceptată $\hat{B}_{A1}$ şi de inducţia $(B_{A1})_1$, deci :

$$(B_{A1})_2 = \sqrt{\hat{B}_{A1}^2 - (B_{A1})_1^2} = \sqrt{\hat{B}_{A1}^2 - \hat{B}_{A2}^2}. \tag{5}$$

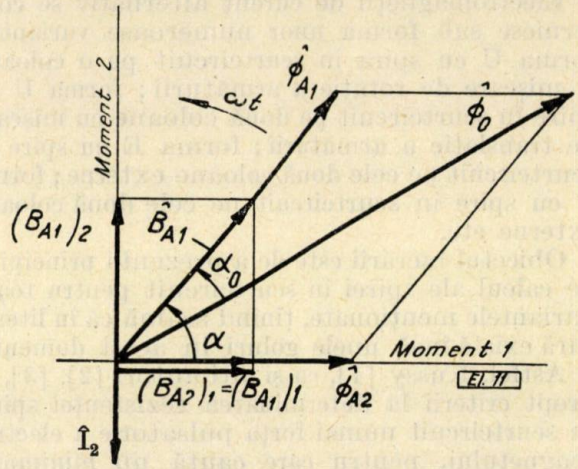


Fig. 2. Relaţiile de fază şi amplitudine ale fluxurilor şi inducţiilor.

În diagrama din figura 2 s-au mai reprezentat şi fazorii :

$$\underline{\hat{\Phi}}_{A2} = A_2 \cdot \underline{\hat{B}}_{A2} \tag{6}$$

$$\underline{\hat{\Phi}}_{A1} = A_1 \cdot \underline{\hat{B}}_{A1} \tag{7}$$

Dacă în momentul *2*, cînd $(H_{A2})_2 = 0$, se aplică legea circuitului magnetic pe conturul trasat punctat în figura 1, *c* se scrie :

$$\hat{I}_2 = (H_{A1})_2 \delta = \frac{(B_{A1})_2 \delta}{\mu_0} \tag{8}$$

Din relaţia (3) aplicată în momentul 2 se obţine succesiv :

$$R_2 = \frac{e_2}{i_2} = \frac{\omega\hat{\Phi}A_2}{\hat{I}_2} = \frac{2\pi f \cdot \hat{B}_{A2} \cdot A_2}{\hat{I}_2}. \tag{9}$$

Cunoscîndu-se rezistenţa spirei în scurtcircuit, se alege materialul şi se determină dimensiunile spirei ţinînd seamă că spira poate lucra la cald pînă la o temperatură de 120°C.

Pulsaţia forţei de atracţie la electromagnetul de forma U/1

Forţa medie în întrefierul electromagnetului rezultă ca o sumă a forţelor medii existente în ariile neecranată şi ecranată. Dacă se stabileşte o relaţie între ariile ecranată şi neecranată, de forma :

$$A_2 = mA_1 \tag{10}$$

se poate scrie expresia generală a forţei medii în întrefier :

$$F_m = F_{mA1} + F_{mA2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{B}_{A1}^2 A_1}{2\mu_0} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{B}_{A2}^2 \cdot mA_1}{2\mu_0} \tag{11}$$

Dacă în relaţia (11), conform figurii 2, se pune :

$$\hat{B}_{A2} = \hat{B}_{A1} \cos \alpha = \hat{B}_{A1} \cdot k, \qquad (12)$$

expresia forţei medii devine :

$$F_m = F_{mA1}(1 + k^2 m). \qquad (13)$$

În figura 3, *b* s-a reprezentat diagrama forţei instantanee F, în întrefierul electromagnetului rezultînd ca o sumă a forţelor instantanee existente în ariile ecranată şi neecranată şi ţinînd seamă că inducţiile variază sinusoidal ca în figura 3, *a*, iar forţa este proporţională cu pătratul inducţiei. Se observă că pulsaţia forţei F în întrefier este de două ori mai mare decît pulsaţia inducţiei şi că dacă defazajul între inducţie este α, defazajul între forţele corespunzătoare este 2 α. Tot în figura 3, *b* se mai observă că :

— Valoarea de vîrf $\hat{F}_{A1\sim}$ a forţei oscilante în aria neecranată este egală cu valoarea medie F_{mA1} în aceeaşi arie, adică :

$$\hat{F}_{A1\sim} = F_{mA1}; \qquad (14)$$

— Valoarea de vîrf $\hat{F}_{A2\sim}$ a forţei oscilante în aria ecranată este egală cu valoarea medie F_{mA2} în aceeaşi arie, adică :

$$\hat{F}_{A2\sim} = F_{mA2} = F_{mA1}(k^2 m); \qquad (15)$$

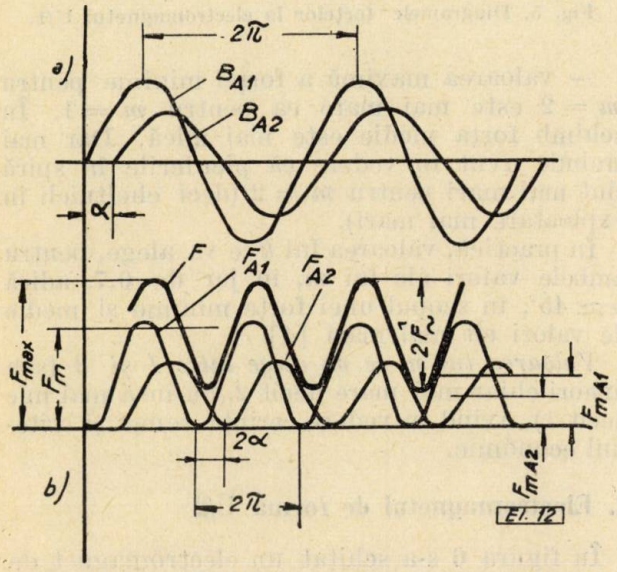


Fig. 3. Inducţiile şi forţele instantanee în întrefier : *a* — inducţiile ; *b* — forţele instantanee.

— defazajul între forţele oscilante $F_{A1\sim}$ şi $F_{A2\sim}$; este de 2 α ;

— forţa oscilantă totală $\hat{F}_{\sim}$ rezultă din însumarea forţelor oscilante $\hat{F}_{A1\sim}$ şi $\hat{F}_{A2\sim}$, adică :

$$\hat{F}_{\sim} = \hat{F}_{A1\sim} + \hat{F}_{A2\sim}. \qquad (16)$$

Aceste observaţii concretizate în relaţiile (14), (15), (16) permit să se determine valorile forţelor oscilante $\hat{F}_{\sim}$, maximă $F_{max.}$, minimă $F_{min.}$, medie F_m în funcţie de parametrii k şi m aleşi.

În acest scop în diagrama din figura 4 s-a reprezentat fazorul $\hat{F} \sim$ ca o sumă a fazorilor $\hat{F}_{A1\sim}$ şi $\hat{F}_{A2\sim}$. Din triunghiul OO_1E rezultă expresia analitică a forţei oscilante :

$$\hat{F}^2_{\sim} = F^2_{mA1} + m^2 k^4 F^2_{mA1} - 2 k^2 m E^2_{mA2} \cos(\pi - 2\alpha) \qquad (17)$$

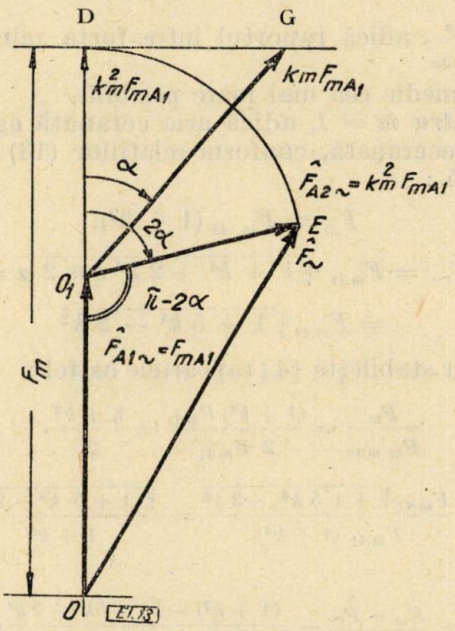


Fig. 4. Determinarea grafică a forţelor oscilantă $\hat{F}_{\sim}$ şi medie F_m.

Pentru a calcula forţa oscilantă pe cale grafică se procedează în felul următor :

— se reprezintă la o scară oarecare segmentul OO_1 ca reprezentînd

$$\hat{F}_{A1\sim} = F_{mA1};$$

— se construieşte segmentul O_1G care face cu direcţia lui OO_1 unghiul α, iar ca mărime are valoarea $km\,F_{mA1}$;

— se proiectează segmentul O_1G pe direcţia segmentului OO_1 şi se obţine segmentul O_1D, care reprezintă $k^2 m F_{mA1}$;

— se roteşte segmentul O_1D, cu centrul de rotaţie în O_1, cu unghiul 2 α, obţinîndu-se segmentul O_1E. Segmentul OE reprezintă $\hat{F}_{\sim}$ la scara aleasă.

Alegerea parametrilor k şi m

La alegerea parametrilor k şi m este necesar să se ţină seamă de următoarele rapoarte :

$\frac{F_m}{F_{m\,max}}$, adică raportul între forţa medie şi forţa medie cea mai mare posibilă, care ar exista dacă în aria polului ar exista aceeaşi inducţie

$\hat{B}_{A1}$, iar spira în scurtcircuit nu ar exista, în care :

$$F_{m\,max} = \frac{\hat{B}_{A1}^2(A_1 + A_2)}{4\,\mu_0} = \frac{\hat{B}_{A1}^2 A_1}{4\,\mu_0}(1 + m) = \\ = F_{mA1}(1 + m); \qquad (18)$$

$\frac{\hat{F}_\sim}{F_m}$, adică raportul între forța oscilantă și forța medie,

$\frac{F_{min}}{F_{m\,max}}$, adică raportul între forța minimă și forța medie cea mai mare posibilă.

Pentru $m = 1$, adică aria ecranată egală cu aria neecranată, conform relațiilor (13) și (17) rezultă :

$$F_m = F_{m\,A1}(1 + k^2), \qquad (19)$$

$$\hat{F}_\sim = F_{mA1}\cdot\sqrt{1 + k^4 + 2\,k^2\cos 2\,\alpha} = \\ = F_{mA1}\sqrt{1 + 5\,k^4 - 2\,k^2} \qquad (20)$$

Kübler stabilește [4] rapoartele astfel :

$$\frac{F_m}{F_{m\,max}} = \frac{(1 + k^2)\,F_{mA1}}{2\,F_{mA1}} = \frac{1 + k^2}{2}, \qquad (21)$$

$$\frac{\hat{F}_\sim}{F_m} = \frac{F_{mA1}\sqrt{1 + 5\,k^4 - 2\,k^2}}{F_{mA1}(1 + k^2)} = \frac{\sqrt{1 + 5\,k^4 - 2\,k^2}}{1 + k^2}, \qquad (22)$$

$$\frac{F_{min}}{F_{m\,max}} = \frac{F_m - \hat{F}_\sim}{F_{m\,max}} = \frac{(1 + k^2) - \sqrt{1 + 5k^4 - 2\,k^2}}{2}. \qquad (23)$$

Pentru $m = 2$, adică aria ecranată de două ori mai mare decît aria neecranată conform relațiilor (13) și (17), rezultă :

$$F_m = F_{mA1}(1 + 2\,k^2), \qquad (24)$$

$$\hat{F}_\sim = F_{mA1}^2 + 4\,k^4 F_{mA1}^2 - 4\,k^2 F_{mA1}^2\cos(\pi - \\ - 2\,\alpha) = F_{mA1}\sqrt{1 + 12\,k^4 - 4\,k^2}, \qquad (25)$$

de unde rezultă rapoartele :

$$\frac{F_m}{F_{m\,max}} = \frac{1 + 2\,k^2}{3}. \qquad (26)$$

$$\frac{\hat{F}_\sim}{F_m} = \frac{\sqrt{1 + 12\,k^4 - 4\,k^2}}{1 + 2\,k^2}, \qquad (27)$$

$$\frac{F_{min}}{F_{m\,max}} = \frac{F_m - \hat{F}_\sim}{F_{m\,max}} = \frac{(1 + 2\,k^2) - \sqrt{1 + 12\,k^4 - 4\,k^2}}{3}. \qquad (28)$$

În figura 5 s-au reprezentat grafic curbele date de relațiile (21), (22) și (23), (26), (27), (28).

Din analiza acestor curbe rezultă :

— pulsația minimă $\frac{\hat{F}_\sim}{F_m}$ a forței nu corespunde cu maximul $\frac{F_{min}}{F_{m\,max}}$ al forței minime ;

— maximul forței minime pentru $m = 1$ se obține pentru $k = 0{,}65$, adică $\alpha = 49°20'$;

— punctul optim al forței minime pentru $m = 2$, se obține pentru un $k = 0{,}6$, adică $\alpha = 53$; deci la un defazaj mai mare decît în cazul $m = 1$;

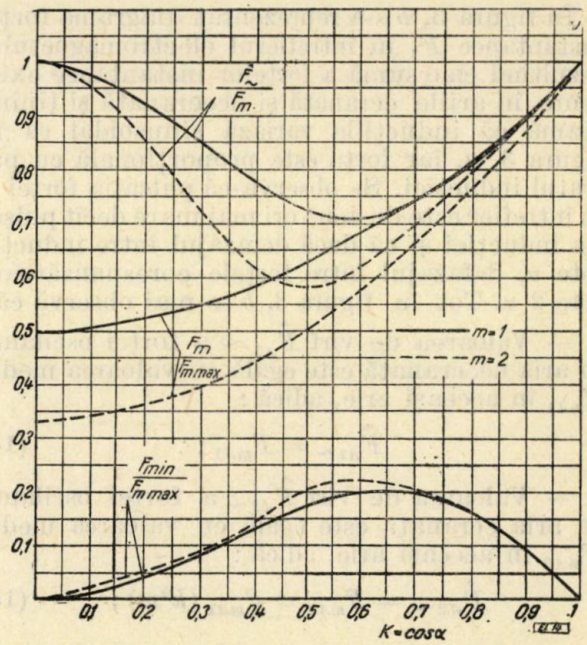


Fig. 5. Diagramele forțelor la electromagnetul U/1.

— valoarea maximă a forței minime pentru $m = 2$ este mai mare ca pentru $m = 1$. În schimb forța medie este mai mică. Dar mai trebuie avut în vedere că pierderile în spiră sînt mai mari pentru $m = 2$ (deci cheltuieli în exploatare mai mari).

În practică, valoarea lui k se va alege, pentru ambele valori ale lui m, în jur de 0,7, adică $\alpha \approx 45°$, în scopul unei forțe minime și medie de valori cît mai mari [4].

Valoarea lui m se va alege între 1 și 2 (sau uneori chiar mai mare decît 2, nu însă mai mic decît 1), avînd în vedere cerința temei și criteriul economic.

2. Electromagnetul de forma U/2

În figura 6 s-a schițat un electromagnet de forma U/2, adică un electromagnet prevăzut cu spiră în scurtcircuit pe ambele coloane, a cărui armătură execută o mișcare de translație sau o mișcare de rotație cu axul de rotație plasat în afara axului coloanei electromagnetului. În acest caz se dezvoltă forța utilă în întrefierul ambelor coloane ; în relațiile de calcul privind forțele : oscilantă, medie, maximă, minimă, rămîn cele descrise pentru electromagnetul U/1, pentru fiecare din cele două coloane. La electromagnetul U/2 cu mișcare de translație a armăturii, forța totală a electromagnetului este de două ori forța dezvoltată în întrefierul unei

coloane, iar la electromagnetul cu mişcare de rotaţie, cuplul rezultant va rezulta din însumarea a două cupluri* de valori diferite, întrucît

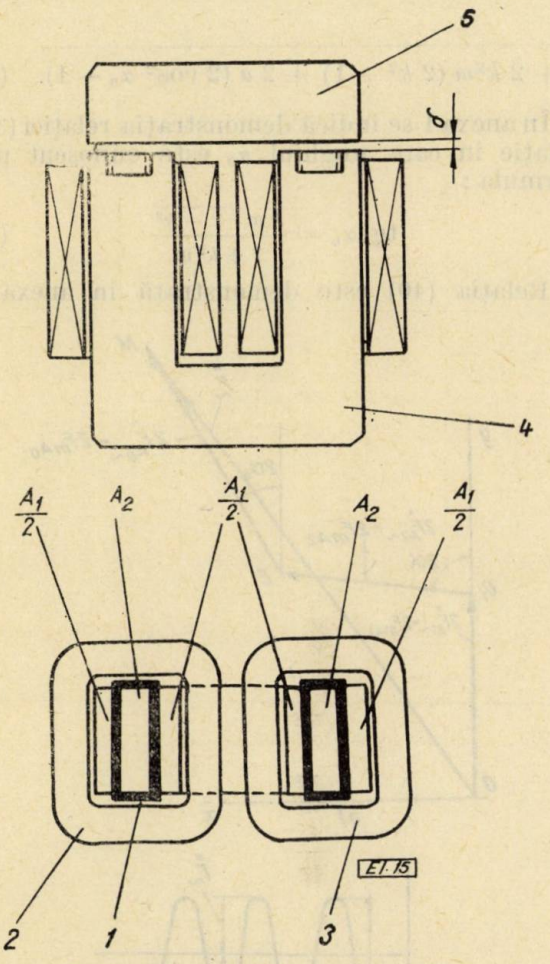


Fig. 6. Electromagnet de forma U/2 :
1 – spira în scurtcircuit ; *2*, *3* – bobine de excitaţie ; *4* – armătura fixă ; *5* – armătura mobilă.

cele două forţe sînt egale, iar braţele de pîrghie sînt diferite.

3. Electromagnetul de forma E

În figura 7 s-a reprezentat schematic electromagnetul de formă E, la care spirele în scurtcircuit sînt plasate pe coloanele externe, iar bobina de excitaţie se află pe coloana centrală. Întrefierul δ_2, al coloanelor externe, este cel minimal (de exemplu 0,05 mm), iar întrefierul coloanei centrale δ_1 este ceva mai mare (de exemplu 0,5 mm), astfel încît în poziţia atras se asigură o poziţie stabilă a armăturii mobile.

Notaţiile pentru arii şi fluxuri rămîn cele utilizate la electromagnetul U/1, observînd că aceste notaţii, în cazul electromagnetului E, se referă la o jumătate de electromagnet, acesta

* Dacă armătura mobilă nu are un punct de oscilaţie plasat pe axa de simetrie transversală,

avînd un plan de simetrie. În plus se precizează relaţia dintre aria coloanei externe $(A_1 + A_2)$ şi aria A_0 a coloanei centrale adică :

$$A_0 = n(A_1 + A_2) = n(A_1 + mA_1) = \\ = A_1 n (1 + m), \qquad (29)$$

unde n poate lua valori practice cuprinse între 1,4 şi 2.

La studiul acestui tip de electromagnet trebuie observat că fluxul rezultant $2\ \Phi_0$ este o mărime alternativă sinusoidală şi străbate întrefierul central δ_1. Ca urmare acest flux va deter-

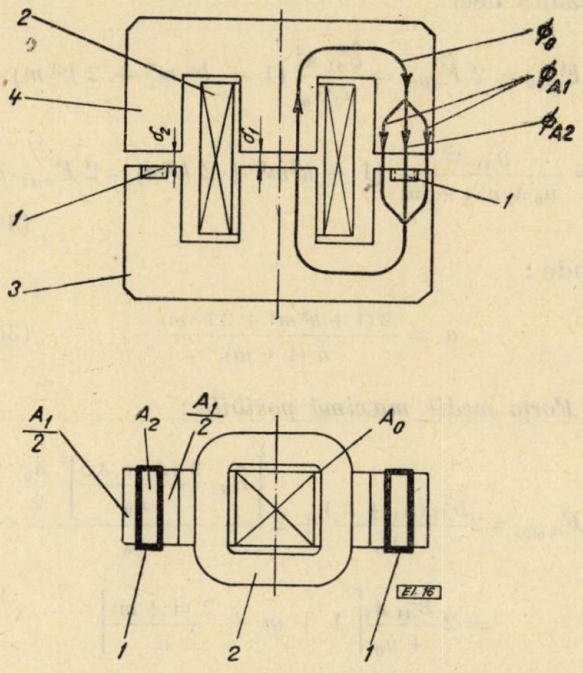


Fig. 7. Electromagnetul de forma E :
1 – spira în scurtcircuit ; *3* – bobina de excitaţie ; *3* – armătura fixă ; *4* – armătura mobilă.

mina existenţa unei forţe medii şi a unei forţe alternative în întrefierul coloanei centrale. Urmînd a determina *forţele totale* (maximă, minimă, medie, pulsatorie) ale electromagnetului, ţinînd seamă de fenomenele care se produc şi în întrefierul coloanei centrale, se precizează următoarele mărimi :

Forţa medie în ariile neecranate :

$$2\,F_{mA1} = 2\,\hat{F}_{A1\sim} = \frac{2\,\hat{B}^2_{A1}\,A_1}{4\,\mu_0} \qquad (30)$$

Forţa medie în ariile ecranate :

$$2\,F_{mA2} = 2\,\hat{F}_{A2\sim} = 2\,\frac{\hat{B}^2_{A2}\,A_2}{4\,\mu_0} = \frac{2\,B^2_{A1}\,A_1}{4\,\mu_0}\,k^2 m = \\ = 2\,F_{mA1}\,k^2 m. \qquad (31)$$

Forţa medie în aria centrală :

$$2\,F_{mA0} = 2\,\hat{F}_{A0\sim} = 2\,\frac{\hat{B}^2_0}{4\,\mu_0}\,\frac{A_0}{2} = \frac{\hat{\Phi}^2_0}{\mu_0\,A_0}. \qquad (32)$$

Pentru evaluarea forței medii în aria centrală, cu relația (32), și cu ajutorul figurii 2, se calculează fluxul $\hat{\Phi}_0$:

$$\hat{\Phi}_0 = \hat{\Phi}_{A1}^2 + \hat{\Phi}_{A2}^2 + 2\,\hat{\Phi}_{A1}\,\hat{\Phi}_{A2}\cos\alpha$$

Rezultă forța oscilantă totală:

$$\hat{F}_{\sim} = \sqrt{\hat{F}_{y\sim}^2 + \hat{F}_{x\sim}^2}$$

$$\hat{F}_{\sim} = 2F_{mA1}\sqrt{1 + k^4m^2 + a^2 + 2k^2 a m \cos 2(\alpha - \alpha_0) + 2k^2 m(2k^2 - 1) + 2a(2\cos^2\alpha_0 - 1)}. \quad (39)$$

sau

$$\hat{\Phi}_0^2 = \hat{\Phi}_{A1}^2(1 + k^2m^2 + 2k^2 m) = \hat{B}_{A1}^2 A_1^2(1 + k^2m^2 + 2k^2 m) \quad (33)$$

rezultă deci:

$$2F_{mA0} = 2\hat{F}_{A0\sim} = \frac{\hat{B}_{A1}^2 A_1^2}{\mu_0 A_0}(1 + k^2m^2 + 2k^2 m) = \frac{\hat{B}_{A1}^2 A_1^2}{\mu_0 A_1 n(1+m)}(1 + k^2m^2 + 2k^2 m) = 2F_{mA1}\cdot a, \quad (34)$$

unde:

$$a = \frac{2(1 + k^2m^2 + 2k^2 m)}{n(1+m)}. \quad (35)$$

Forța medie maximă posibilă:

$$2F_{m\,max} = 2\frac{\hat{B}_{A1}^2(A_1 + A_2)}{4\mu_0} + 2\frac{\left[\hat{B}_{A1}\frac{2(A_1 + A_2)}{A_0}\right]^2 \frac{A_0}{2}}{4\mu_0} = 2\frac{\hat{B}_{A1}^2 A_1}{4\mu_0}\left[1 + m + \frac{2(1+m)}{n}\right]$$

sau

$$2F_{m\,max} = 2F_{mA1}[(1+m)\cdot(1 + 2/n)]. \quad (36)$$

Forța oscilantă a electromagnetului de forma E. În figura 8, s-a reprezentat diagrama fazorială a forțelor oscilante $2\hat{F}_{A1\sim}$ în aria neecranată, $2\hat{F}_{A2\sim}$, în aria ecranată și $2\hat{F}_{A0\sim}$, în aria coloanei centrale, ținînd seamă de diagrama din figura 2 a inducțiilor și observînd că defazajul între două forțe este dublu față de defazajul între inducții. În figura 8, *b* s-a reprezentat diagrama forței instantanee.

Pentru a calcula din figura 8, *a* forța oscilantă $\hat{F}_{\sim}$, se obțin proiecțiile:

$$\hat{F}_{y\sim} = 2(F_{mA1} + F_{mA2}\cos 2\alpha + F_{mA0}\cos 2\alpha_0), \quad (37)$$

$$\hat{F}_{x\sim} = 2(F_{mA2}\sin 2\alpha + F_{mA0}\sin 2\alpha_0). \quad (38)$$

În anexa 1 se indică demonstrația relației (39), relație în care unghiul α_0 este cunoscut prin formula:

$$\operatorname{tg}\alpha_0 = \frac{km\sqrt{1-k^2}}{1 + k^2 m} \quad (40)$$

Relația (40) este demonstrată în anexa 2.

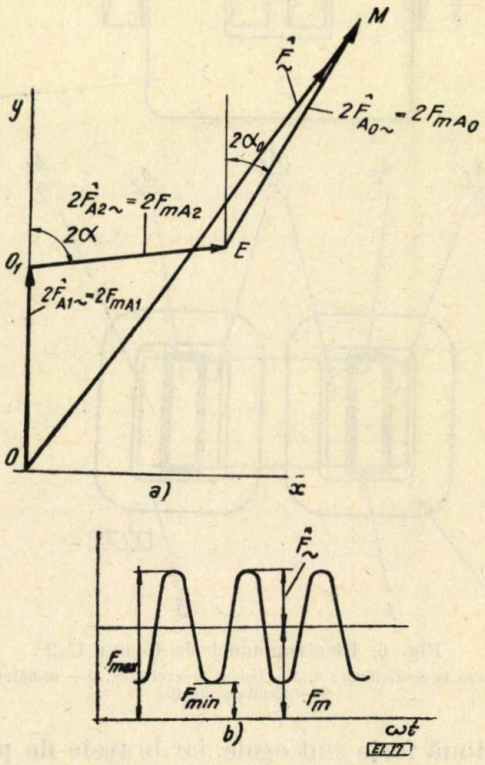


Fig. 8. Diagramele electromagnetului E:
a – diagrama fazorială; *b* – diagrama forței instantanee.

Forța medie rezultantă a electromagnetului de formă E se calculează cu relația:

$$F_m = 2F_{mA1} + 2F_{mA2} + 2F_{mA0} = 2F_{mA1}(1 + k^2 m + a). \quad (41)$$

Alegerea parametrilor k, m, n. Și la acest tip de electromagnet se urmărește obținerea unei forțe minime cît mai mari și în același timp a unei forțe medii cît mai mari. În acest scop s-au întocmit diagramele:

$$\frac{F_m}{2F_{m\,max}} = \frac{1 + k^2 m + a}{(1+m)\cdot(1 + 2/n)}, \quad (42)$$

$$\frac{\hat{F}_{\sim}}{F_m} = \frac{\sqrt{1 + k^4m^2 + a^2 + 2k^2 a m\cos 2(\alpha - \alpha_0) + 2k^2 m(2k^2 - 1) + 2a(2\cos^2\alpha_0 - 1)}}{1 + k^2 m + a}. \quad (43)$$

$$\frac{F_{min}}{2\,F_{m\,max}} = \frac{F_m - \hat{F}_\sim}{2\,F_{m\,max}}. \qquad (44)$$

după cum urmează :

în figura 9, pentru $n = 1{,}4$,

$m = 1$, $m = 2$, $0 < k < 1$

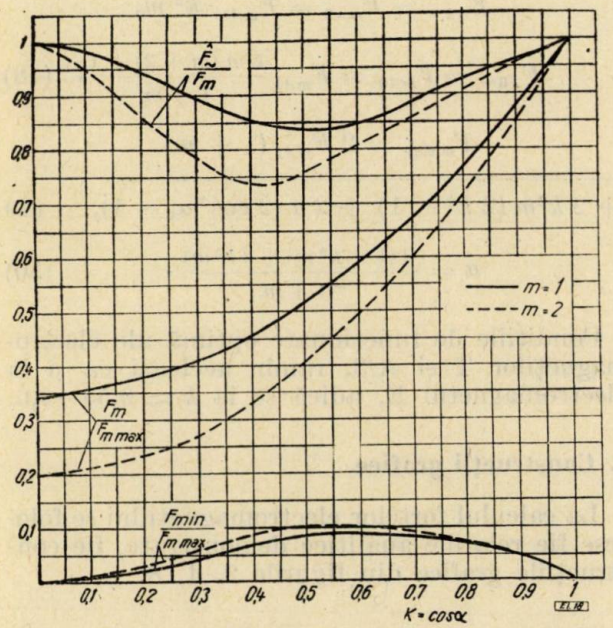


Fig. 9. Diagramele forţelor la electromagnetul de formă E, cu $n = 1{,}4$.

în figura 10, pentru $n = 1{,}6$,

$m = 1$, $m = 2$, $0 < k < 1$,

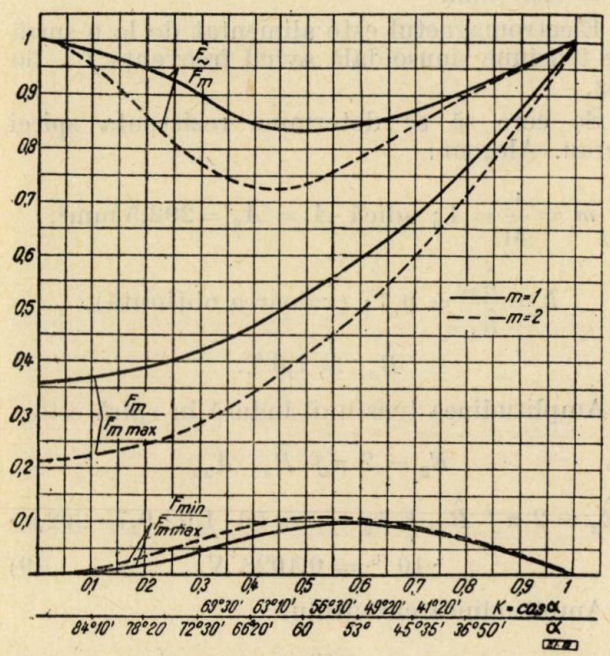


Fig. 10. Diagramele forţelor la electromagnetul de forma E, cu $n = 1{,}6$.

în figura 11, pentru $n = 1{,}8$,

$m = 1$, $m = 2$, $0 < k < 1$,

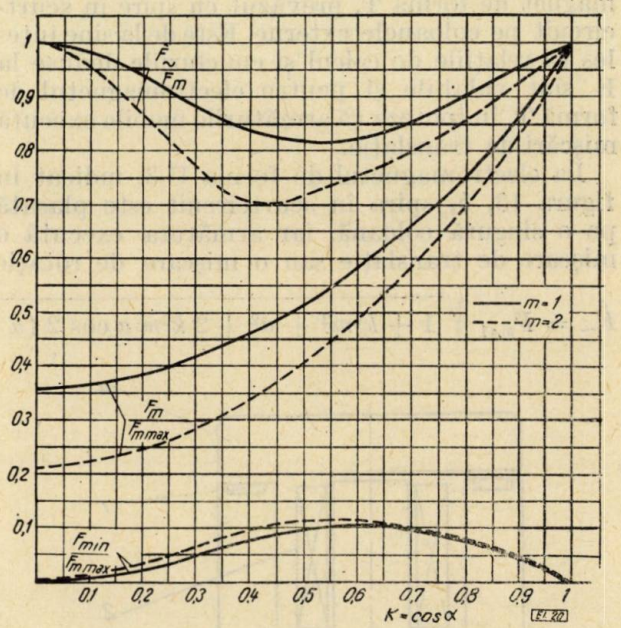


Fig. 11. Diagramele forţelor la electromagnetul de forma E, cu $n = 1{,}8$.

Din diagramele trasate rezultă că, dacă s-ar urmări să se obţină o forţă pulsatorie cît mai

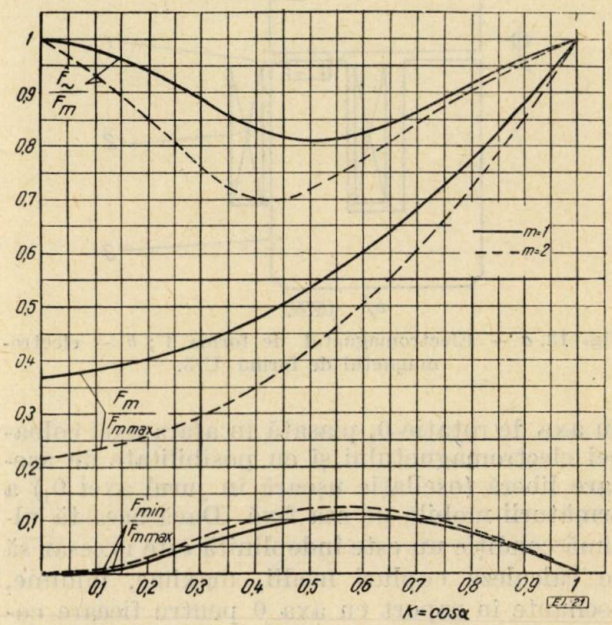


Fig. 12. Diagramele forţelor la electromagnetul de forma E, cu $n = 2$.

redusă, k ar trebui să fie cuprins între valorile 0,4 şi 0,45. Deoarece însă se urmăreşte obţinerea unei forţe medii cît mai mari şi a unei forţe minime cît mai mari, valorile lui k, trebuie să fie cuprinse între 0,55 şi 0,6. În acest caz α_0 este cuprins între 56° 30′ şi 53°.

4. Electromagneții de forma T și U/3

În figura 13, *a* este indicată schița unui electromagnet de forma T, prevăzut cu spire în scurtcircuit pe coloanele externe. Este de la sine înțeles că relațiile de calcul și concluziile deduse la E sînt valabile și pentru electromagnetul de formă T, în ipoteza că armăturile mobile execută mișcări de translație.

La electromagnetul de forma U/3, indicat în figura 13, *b*, spira în scurtcircuit este plasată pe o singură coloană, iar armătura execută o mișcare de translație sau o mișcare de rotație

$$A_1 + A_2 = A_0,$$

$$\hat{\Phi}_0 = \sqrt{\hat{B}_{A1}^2 A_1^2 (1 + k^2 m^2 + 2 k^2 m)}, \quad (46)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = \frac{k m \sqrt{1 - k^2}}{1 + k^2 m}, \quad (47)$$

$$\hat{F}_{A2\sim} = F_{mA2} = F_{mA1} \cdot k^2 m,$$

$$\hat{F}_{A0\sim} = F_{mA0} = F_{mA1} \frac{k^2 m (m + 2) + 1}{1 + m}, \quad (48)$$

$$F_{m\,max} = 2 F_{mA1} (1 + m)$$

$$\hat{F}_{\sim} = F_{mA1} \sqrt{1 + k^4 m^2 + a^2 + 2 k^2 m\, a \cos 2 (\alpha - \alpha_0) + 2 k^2 m (2 k^2 - 1) + 2 a (2 \cos^2 \alpha_0 - 1)}, \quad (49$$

$$a = \frac{2 (1 + k^2 m^2 + 2 k^2 m)}{1 + m}. \quad (50)$$

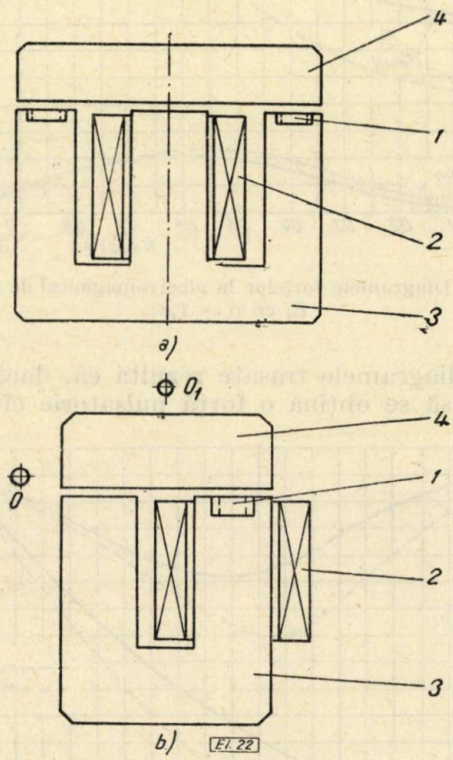


Fig. 13. *a* — Electromagnetul de forma T; *b* — electromagnetul de forma U/3.

cu axa de rotație 0, plasată în afara axei coloanei electromagnetului și cu posibilitate de așezare liberă (oscilație ușoară în jurul axei 0_1) a armăturii mobile pe cea fixă. Dacă această ultimă condiție nu este îndeplinită este necesar să se calculeze cupluri medii, maxime, minime, oscilante în raport cu axa 0 pentru fiecare coloană în parte.

Presupunînd condiția enunțată îndeplinită, relațiile de calcul ale electromagnetului U/3 derivă din cele ale electromagnetului E, cu observația că $n = 2$ și deci că aria coloanei cu spiră cu scurtcircuit este egală cu aria coloanei fără spiră. Se obțin astfel relațiile de calcul:

$$A_2 + m A_1, \text{ cu } 1 < m < 2, \quad (45)$$

Condițiile de funcționare optimă ale electromagneților T și A/3, rămîn aceleași ca și la electromagnetul E, adică se ia $k \approx 0{,}55 - 0{,}6$.

5. Construcții grafice

La calculul forțelor electromagnetului se folosesc fie relațiile analitice demonstrate, fie construcțiile grafice din figurile 2, 4, 8.

6. Exemple de calcul

a) Se consideră un electromagnet de formă U/2 (fig. 6) cu aria polului $A_1 + A_2 = 26 \times 22{,}5$ mm² și un întrefier în poziția închis $\delta = 0{,}05$ mm.

Electromagnetul este alimentat de la o sursă de tensiune sinusoidală avînd frecvența $f = 50$ Hz.

Se cere să se determine rezistența spirei ecran. Alegem:

$$m = \frac{A_2}{A_1} = 1; \text{ adică } A_1 = A_2 = 292{,}5 \text{ mm}^2,$$

$$k = \frac{\hat{B}_{A2}}{\hat{B}_{A1}} = 0{,}7; \text{ (valoarea obținută)},$$

$$\hat{B}_{A1} = 1{,}6 \text{ T}.$$

Amplitudinea tensiunii indusă în spiră este

$$\hat{E}_2 = 2 \pi f \hat{B}_{A2} A_2,$$

$$\hat{E}_2 = 2 \pi f \hat{B}_{A1} k A_2 = 2 \pi 50 \cdot 1{,}6 \cdot 0{,}7 \cdot 292{,}5 \cdot 10^{-6} = 0{,}1028 \text{ V} \quad (9)$$

Amplitudinea curentului:

$$\hat{I}_2 = \frac{(B_{A1})_2}{\mu_0} \delta \quad (8)$$

în care:

$$(B_{A1})_2 = \sqrt{\hat{B}_{A1}^2 - \hat{B}_{A2}^2}, \quad (5)$$

iar

$$\hat{B}_{A2} = k\,\hat{B}_{A1}, \qquad (1)$$

deci :

$$\hat{I}_2 = \frac{\sqrt{\hat{B}_{A1}^2 - k^2\hat{B}_{A1}^2}}{\mu_0}\,\delta = \frac{\hat{B}_{A1}\sqrt{1-k^2}}{\mu_0}\,\delta =$$

$$= \frac{1{,}6\sqrt{1-0{,}7^2}}{4\pi\,10^{-7}}\,0{,}05\,10^{-3} = 45{,}5\ A.$$

Rezistența spirei

$$R_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} = \frac{0{,}1028}{45{,}5} = 2{,}26\times10^{-3}\ \Omega.$$

Pierderile în spiră :

$$P_2 = \frac{\hat{E}_2}{\sqrt{2}}\cdot\frac{\hat{I}_2}{\sqrt{2}} = \frac{0{,}1028\ \ 45{,}5}{2} = 2{,}34\ \text{W}.$$

b) Se consideră un electromagnet de formă E (fig. 13, *a*) cu aria coloanelor laterale $A_1 + A_2 = 40{,}5 \times 26{,}5$ mm² și $A_0 = 32 \times 40{,}5$ mm², întrefierul se consideră $\delta_2 = 0{,}05$ mm, frecvența tensiunii de alimentare $f = 50$ Hz.

Se cere să se determine rezistența spirei ecran. Alegem :

$$m = \frac{A_1}{A_2} = 1\,;\quad A_1 = A_2 = 537\ \text{mm}^2,$$

$$k = \frac{\hat{B}_{A2}}{\hat{B}_{A1}} = 0{,}53,$$

$$\hat{B}_{A1} = 1{,}6\ \text{T}.$$

Amplitudinea tensiunii indusă în spiră :

$$\hat{E}_2 = 2\,\pi f\,\hat{B}_{A1}\,k\,A_2 = 2\,\pi\,50\cdot1{,}6\cdot0{,}53\cdot537\cdot$$

$$\cdot10^{-6} = 0{,}143\ \text{V}.$$

Amplitudinea curentului :

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{B}_{A1}\sqrt{1-k^2}}{\mu_0}\,\delta = \frac{1{,}6\sqrt{1-0{,}53^2}}{4\pi\,10^{-7}}\,0{,}05\cdot$$

$$\cdot10^{-3} = 54\text{A}.$$

Rezistența spirei :

$$R_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} = \frac{0{,}143}{54} = 2{,}65\cdot10^{-3}\ \Omega.$$

Pierderile în spiră :

$$P_2 = \frac{\hat{E}_2}{\sqrt{2}}\cdot\frac{\hat{I}_2}{\sqrt{2}} = \frac{0{,}143\cdot54}{2} = 3{,}86\ \text{W}.$$

Concluzii

Pentru a calcula rezistența spirei în scurtcircuit la un electromagnet de curent alternativ, plecînd de la o valoare maximă admisă a inducției în aria neecranată, este necesar să se adopte o valoare optimă a defazajului între inducțiile, respectiv fluxurile, în aria neecranată și cea ecranată. Acest defazaj definit prin $\cos\alpha = k$ are valoarea de circa 0,7 numai în cazul electromagnetului de forma U/1 și U/2.

În cazul electromagneților de forma E, T, U/3 defazajul optim definit prin $\cos\alpha = k$ are valori cuprinse între 0,55 și 0,6.

Alegerea defazajului optim este indicată nu numai de obținerea unei forțe oscilante minime, dar și de obținerea unei forțe medii cît mai mari și a unei forțe minime cît mai mari.

ANEXA 1.

Calculul forței oscilante totale $\hat{F}_\sim$.

Din reprezentarea grafică a forțelor (fig. 8, a) prin proiectarea forțelor pe cele două axe s-au obținut componentele forței oscilante totale :

$$\hat{F}_{y\sim} = 2\,(F_{mA1} + F_{mA2}\cos 2\alpha + F_{mA0}\cos 2\alpha_0), \qquad (37)$$

$$\hat{F}_{x\sim} = 2\,(F_{mA2}\sin 2\alpha + F_{mA0}\sin 2\alpha_0). \qquad (38)$$

Forța oscilantă totală este :

$$\hat{F}_\sim = \sqrt{\hat{F}_{x\sim}^2 + F_{y\sim}^2} = \sqrt{4F_{mA2}^2\sin^2 2\alpha + 4F_{mA0}^2\sin^2\cdot}$$

$$\cdot2\alpha_0 + 8F_{mA2}F_{mA0}\sin 2\alpha\cdot\sin 2\alpha_0 + 4F_{mA1}^2 +$$

$$+4F_{mA1}^2\cos^2 2\alpha + 4F_{mA0}^2\cos^2 2\alpha_0 + 8F_{mA1}F_{mA2}\cos 2\alpha_0 +$$

$$+ 8F_{mA1}F_{mA0}\cos 2\alpha_0 + 8F_{mA2}F_{mA0}\cos 2\alpha\cos 2\alpha_0 =$$

$$= \sqrt{4F_{mA1}^2 + 4F_{mA2}^2 + 4F_{mA0}^2 + 8F_{mA2}F_{mA0}\cos 2(\alpha -}$$

$$-\alpha_0) + 8F_{mA1}F_{mA2}\cos 2\alpha + 8F_{mA1}F_{mA0}\cos 2\alpha_0.$$

Apoi se înlocuiesc forțele $2F_{mA2}$ și $2F_{mA0}$ funcție de $2F_{mA1}$, conform relațiilor (31) și (34) și $\cos 2\alpha = 2\cos^2\alpha - 1 = 2k^2 - 1$, iar $\cos 2\alpha_0 = 2\cos^2\alpha_0 - 1$ și rezultă :

$$\hat{F}_\sim = 2F_{mA1}\sqrt{1 + k^4m^2 + a^2 + 2k^2m\cdot a\cos 2(\alpha - \alpha_0) +}$$

$$+ 2k^2m(2k^2 - 1) + 2a(2\cos^2\alpha_0 - 1) \qquad (49)$$

ANEXA 2.

Calculul $\operatorname{tg}\alpha_0$

Din diagrama vectorială din figura 2 se poate scrie :

$$\hat{\Phi}_{A1}\sin\alpha_0 = \hat{\Phi}_{A2}\sin(\alpha - \alpha_0),$$

dar $\sin(\alpha - \alpha_0) = \sin\alpha\cos\alpha_0 - \cos\alpha\sin\alpha_0$;

deci :

$$\hat{\Phi}_{A1}\sin\alpha_0 = \hat{\Phi}_{A2}\sin\alpha\cos\alpha_0 - \hat{\Phi}_{A2}\cos\alpha\sin\alpha_0$$

cu $\cos\alpha = k$ și $\sin\alpha = \sqrt{1-k^2}$,

$$\sin\alpha_0(\hat{\Phi}_{A1} + \hat{\Phi}_{A2}k) = \hat{\Phi}_{A2}\sqrt{1-k^2}\cos\alpha_0,$$

$$\operatorname{tg}\alpha_0 = \frac{\hat{\Phi}_{A2}\sqrt{1-k^2}}{\hat{\Phi}_{A1} + \hat{\Phi}_{A2}k} = \frac{\hat{\Phi}_{A2}\sqrt{1-k^2}}{\hat{\Phi}_{A2}\left(\dfrac{\hat{\Phi}_{A1}}{\hat{\Phi}_{A2}} + k\right)},$$

raportul:

$$\frac{\hat{\Phi}_{A1}}{\hat{\Phi}_{A2}} = \frac{\hat{B}_{A1} \cdot A_1}{\hat{B}_{A2} \cdot A_2} = \frac{\hat{B}_{A1} \cdot A_1}{\hat{B}_{A1}\, k \cdot m\, A_1} = \frac{1}{k \cdot m}.$$

În final:

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = \frac{\sqrt{1 - k^2}}{\frac{1}{k\,m} + k} = \frac{k\,m \cdot \sqrt{1 - k^2}}{1 + k^2 m}. \qquad (40)$$

Bibliografie

[1] *Kussy, W.* Berechnung der Abmessungen des Kurzschlussringes bei Einphasenmagneten. In: ETZ-**72**, nr. 7, 1951, p. 513–517.

[2] *Gerstamann, B.* Einphasen — Elektromagneten mit Kurzschlussring. In: E.u.M. **75**, 1958, p. 89–92.

[3] *Salvati, L.* Gli elettromagneti nelle apparechiature elettriche. In: Elettrificazione, iun 1964, p. 1–6, apr 1964, p. 129–138.

[4] *Kübler, D.* Berechnung des Dämpferringes von Wechselstrommagneten. In: ETZ-A **74**, nr. 19, 1953, p. 558–560.

Intrat în redacție la 27. X. 1965

Particularități ale funcționării sistemelor de compensare magnetică automată precizate cu ajutorul punctelor speciale din planul fazelor

Axente Stoica* — București

CZ 621.375.3 : 621.318.345.3.001.24

I. Generalități. Instalații cu compensare magnetică automată a amperspirelor de curent continuu

Depășirea limitei de 100 000 A în curent continuu la instalațiile moderne și condițiile din ce în ce mai dificile impuse în același timp preciziei de măsurare a transformatorului de curent continuu au impus tehnicii actuale realizarea unor instalații capabile să asigure o înaltă precizie de măsurare pînă la cele mai mari intensități de curent și, totodată, să urmărească rapid orice variații ale curentului primar.

Astfel, în 1961, W. Kramer și A. Lang din R.F.G. au realizat un transformator de măsurare universal (pentru c.c. și c.a.) cu compensare automată, a cărui precizie satisface pe deplin nevoile practice.

Trebuie menționat că ideea realizării instalațiilor de măsurat curent continuu, prin compensare automată a amperspirelor, capătă în ultimul timp o extindere tot mai mare și în alte domenii de măsurare nu numai în acela al curentului continuu intens. Astfel, tot în 1961, R. Yamada de la Universitatea din Tokio a realizat un sistem automat închis pentru măsurarea prin compensare a fluxului de particule încărcate electric de la acceleratoarele liniare.

În compunerea unei astfel de instalații de compensare automată intră în mod necesar un amplificator magnetic ca element de intrare în care se realizează comparația magnetică a fluxurilor de comandă (fig. 1). Acesta este urmat de un lanț de amplificare, care nu trebuie să cuprindă în mod obligatoriu numai amplificatoare magnetice. Numărul etajelor de amplificare se alege în așa fel încît puterea în curent continuu ce se obține la ieșirea ultimului etaj să fie suficientă pentru alimentarea înfășurării de compensare printr-o reacție negativă totală, care cuprinde întregul lanț de amplificare.

Dacă se notează cu K_I coeficientul total de amplificare în curent al sistemului deschis, valoarea curentului la ieșire I_s se obține din relația echivalentă:

$$I_s = K_I \left(\frac{I_{măs}}{W_c} - I_c \right),$$

unde cu $I_{măs}$ și I_c s-au notat curentul de măsurat și, respectiv, de compensare de la intrarea lanțului de amplificare, iar prin W_c, numărul de spire ale înfășurării de compensare.

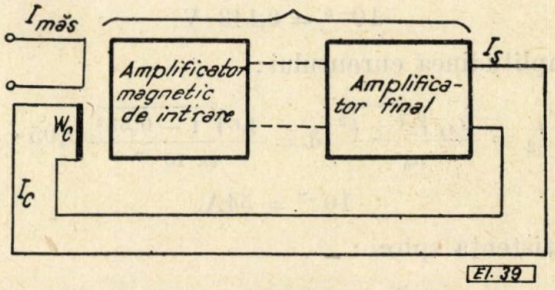


Fig. 1. Schema de principiu a instalațiilor cu compensare magnetică automată a amperspirelor de c.c.

Considerînd acum sistemul închis prin introducerea reacției negative, curentul de ieșire I_s al lanțului de amplificare devine egal cu curentul de compensare I_c, coeficientul de amplificare în curent al sistemului închis fiind dat de relația:

$$K_I' = \frac{I_c}{I_{măs}} = \frac{K_I}{W_c} \cdot \frac{1}{1 + K_I}.$$

Admițînd că coeficientul de amplificare K_I al lanțului deschis este suficient de ridicat

*Ing. *A. Stoica* este cercetător la Institutul de metrologie.

($K_I \gg 1$) astfel încît să se poată neglija unitatea de la numitorul relaţiei precedente, se obţine :

$$K_I \cong \frac{1}{W_c}, \text{ adică } I_{măs} = I_s \cdot W_c.$$

Rezultă deci că pentru un factor de amplificare suficient de ridicat, curentul de compen-

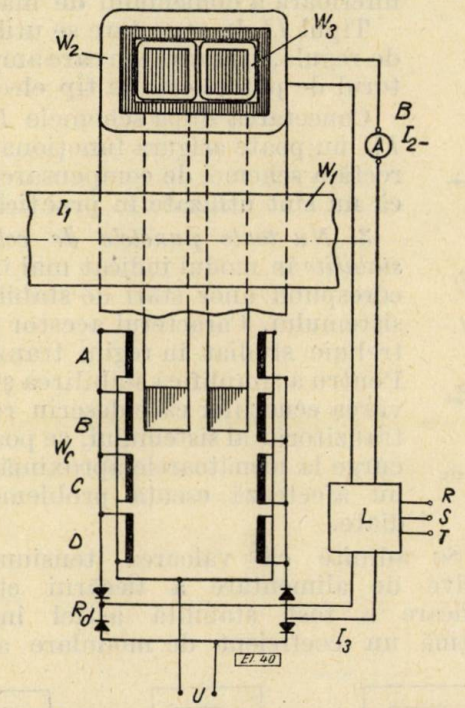


Fig. 2. Transformator de curent continuu pentru intensitate ridicată şi ondulaţie arbitrară (transformator universal de măsurare) după Krämer şi Lang.

sare se găseşte într-un raport bine precizat (funcţie de numărul de spire W_c al înfăşurării de compensare) faţă de curentul continuu măsurat $I_{măs}$.

Pe acest principiu de funcţionare se bazează şi transformatorul universal realizat de W. Krämer şi L. Alfred [1]. Schema de principiu a acestui transformator este prezentată în figura 2.

Elementul de intrare este constituit de un amplificator cu autosaturaţie realizat în schema cu patru redresoare R_d. Curentul continuu de ieşire I_s al amplificatorului magnetic final „L" va trebui să realizeze compensarea fluxului primar.

Funcţionarea schemelor de compensare, destinate măsurării curentului continuu cu sens invariabil (deci nu montajele în push-pull) prezintă unele aspecte interesante, care vor fi analizate în continuare.

II. Punctul static de funcţionare a sistemelor automate de compensare

1. *Punctul static de funcţionare* a sistemului închis cu două etaje de amplificare poate fi determinat în modul cel mai simplu pe cale grafică.

În acest scop este necesar să se traseze, pe aceeaşi diagramă, caracteristicile statice de comandă $I_I\,(i_x,\ i_z)$ şi $I_{II}\,(i_y)$ ale celor două amplificatoare, ţinînd seamă de faptul că curentul de ieşire a fiecărui amplificator constituie un curent de comandă pentru etajul următor.

Se vor folosi următoarele notaţii :

$I_I\,(i_x,\ i_z)$ şi $I_{II}\,(i_y)$ — caracteristica statică de comandă a preamplificatorului şi, respectiv, a amplificatorului final ;

i_x — curentul de compensare ;

i_y — curentul de ieşire al preamplificatorului ;

i_z — curentul de măsurat.

La trasarea diagramei caracteristicilor statice în planul de coordonate (i_x, i_y), curentul de măsurat i_z va fi considerat ca un curent suplimentar de polarizare a preamplificatorului. În acest mod efectul său asupra sistemului se poate echivala cu o deplasare a caracteristicii de comandă $I_I(i_x)$ de-a lungul axei absciselor i_x, deplasare egală cu valoarea, la un moment dat, a curentului i_z, raportată la înfăşurarea de comandă $i_z \times \frac{1}{W_c}$.

În consideraţiile ce se vor face în continuare pentru curentul de polarizare a preamplificatorului se adoptă o asemenea valoare pentru care, la $i_z = 0$, curentul i_y obţine valoarea sa minimă la $i_x = 0$ (fig. 3, *a*).

În figura 3, *a* s-a trasat, pentru cazul în care curentul de măsurat i_z este nul, caracteristica de comandă a preamplificatorului cu autosaturaţie, curba $I_I(i_x)$, precum şi ramura activă a caracteristicii amplificatorului final, curba $I_{II}\,(i_y)$.

În figura 3, *b*, *c* şi *d*, aceleaşi caracteristici au fost trasate pentru diferite valori ale curentului de măsurat i_z.

Punctul static de funcţionare se obţine la intersecţia celor două caracteristici de comandă (în fig. 3, *a*, punctul P de coordonate i_{xs} şi i_{ys}). După cum rezultă din figura 3, punctul static de funcţionare se deplasează pe caracteristica $I_I(i_x)$ în funcţie de valoarea curentului i_z. Mai mult, pentru o plajă medie de valori ale curentului i_z se obţin nu una, ci trei intersecţii ale caracteristicilor statice (punctele P_1, P_2 şi P_3 din fig. 3, *c*).

Ramura *c* a caracteristicii de comandă, în cazul amplificatoarelor cu autosaturaţie, are o înclinare constantă egală cu raportul $\frac{W_c}{W_\sim}$ şi independentă de valoarea sarcinei [2]. Acest raport (în care W_c reprezintă numărul de spire al înfăşurării de comandă, iar $W_\sim$, numărul de spire al înfăşurării de c.a.) are, de regulă, valori cuprinse între 1 şi 10, astfel că în mod obişnuit pentru o plajă largă de valori ale curentului i_z, ramura *c* se intersectează cu caracteristica de comandă $I_{II}\,(i_y)$ a amplificatorului final.

Abaterea statică a sistemului pentru orice punct P de funcţionare (independent de ramura pe care este situat) este :

$$\Delta\varepsilon = i_{x_s} - \frac{I_z}{W_c}.$$

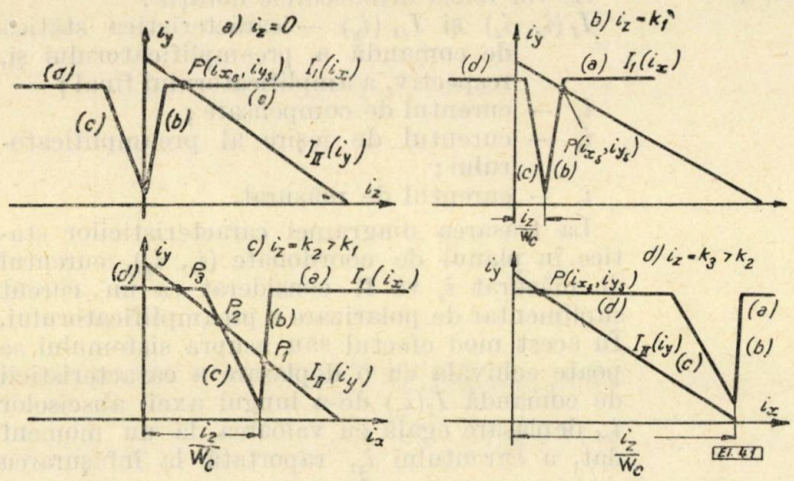


Fig. 3. Determinarea punctului static de funcţionare a sistemului închis de compensare automată.

Este evident că abaterea statică are valori minime numai atunci cînd punctul P în care funcţionează în mod real sistemul se situează pe ramura activă b a caracteristicii I_I a preamplificatorului. Această situaţie corespunde regimului normal, celelalte cazuri (funcţionarea pe ramura c sau d) sînt incorecte şi trebuie evitate. Funcţionarea pe ramura a a caracteristicii I_I (i_x) se admite numai la valori scăzute ale curentului i_z (valori care nu vor intra însă în domeniul de măsurare al instalaţiei).

2. *Realizarea unui compensator automat* cu ajutorul a două amplificatoare magnetice montate în cascadă implică existenţa între aceştia a două legături, una directă şi a doua constituită de reacţia totală. Cum fiecare dintre aceste legături poate avea două polarităţi diferite (plus sau minus), rezultă în total patru scheme diferite de conectare a celor două amplificatoare. Pentru fiecare schemă de conectare, polarizarea amplificatorului final va trebui aleasă în funcţie de sensul curentului său de comandă, astfel ca punctul de funcţionare să se găsească pe ramura activă a caracteristicii $I_{II}(i_y)$.

În figura 4,*a* se prezintă cele patru moduri de conectare, cum şi polarizarea pe care trebuie să o primească caracteristica amplificatorului final. În figura 4, *b* se determină, pentru fiecare mod de conectare, punctul iniţial de funcţionare în lipsa curentului i_z de măsurat. Din această figură se recunoaşte că tipul I de conectare a amplificatoarelor magnetice corespunde cazului analizat în figura 3. Acest tip de conectare se remarcă şi prin aceea că lui îi corespunde cel mai redus curent iniţial i_x de compensare. O valoare redusă a curentului iniţial de compensare prezintă o anumită importanţă dacă se ţine seamă că ea constituie în acelaşi timp limita inferioară a domeniului de măsurare.

Tipul *II* de conectare se utilizează, de regulă, în cazurile în care amplificatorul de putere este de tip electronic.

Conectarea după schemele *III* sau *IV* nu poate asigura funcţionarea corectă a schemei de compensare, astfel că nu sînt utilizate în practică.

3. *Nu toate punctele de echilibru, stabilite* în modul indicat mai înainte, corespund unor stări de stabilitate a sistemului. Caracterul acestor puncte trebuie studiat în regim tranzitoriu. Pentru a simplifica stabilirea şi rezolvarea ecuaţiilor care descriu regimul tranzitoriu al sistemului, se poate recurge la următoarele aproximări care nu afectează esenţa problemei studiate.

a) Se admite că valoarea tensiuuii alternative de alimentare a fiecărui etaj de amplificare a fost stabilită astfel încît să se obţină un coeficient de modulare al mie-

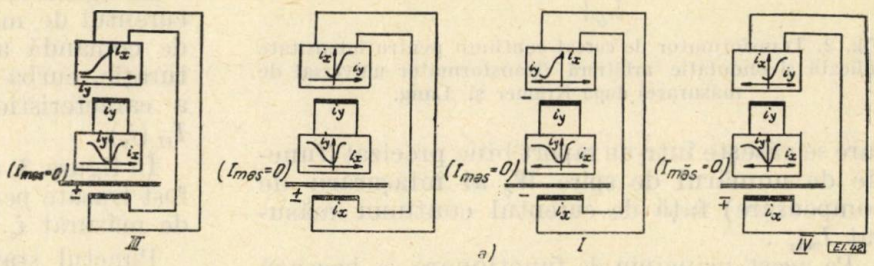


Fig. 4, *a*. Variantele schemei de conectare în circuit închis a două amplificatoare magnetice.

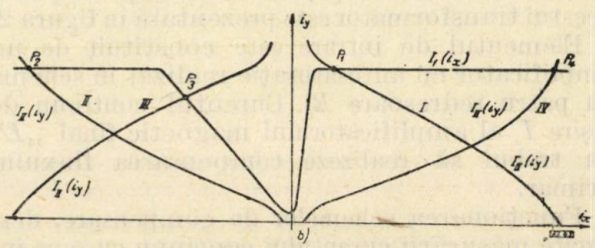


Fig. 4, *b*. Stabilirea valorii iniţiale a curentului de compensare (în lipsa curentului i_z de măsurat) pentru cele patru variante de conectare.

zurilor magnetice $\zeta = \frac{B_m}{B_s} = 1$, unde cu B_s s-a notat inducţia de saturaţie a miezului magnetic, iar cu B_m, valoarea maximă a inducţiei care se stabileşte în miez în lipsa semnalului de curent continuu. În acest fel se poate considera că $\tau_i = 0$, τ_i fiind timpul de întîrziere care apare la trecerea punctului de funcţionare

din regiunea *b* în regiunea *c* şi invers a caracteristicii amplificatoarelor cu autosaturaţie.

b) Constanta globală de timp τ a amplificatorului magnetic este cel puţin cu un ordin de mărime mai mare decît perioada T a tensiunii alternative de alimentare. În acest caz se poate neglija influenţa variaţiei discontinue a tensiunii de ieşire a amplificatorului magnetic la o variaţie continuă a curentului de comandă.

c) Miezurile magnetice au o curbă de histerezis suficient de dreptunghiulară, iar redresoarele semiconductoare utilizate au o rezistenţă inversă suficient de ridicată încît să se poată considera că coeficientul K_r de reacţie internă al amplificatorului este $K_r \cong 1$. Cu această condiţie îndeplinită se poate considera ca neglijabilă influenţa inversă pe care o exercită circuitul de ieşire asupra celui de intrare, în cazul unei sarcini cu inductivitate accentuată.

Condiţiile stabilite mai sus limitează regimul tranzitoriu al sistemului închis la regimul tranzitoriu care are loc în circuitele de comandă ale celor două amplificatoare magnetice.

În limitele acestor aproximări, desfăşurarea procesului tranzitoriu în sistemul automat închis este descrisă în întregime de ecuaţia

$$\frac{di_y}{di_x} = \frac{T_1(i_x)}{T_2(i_y)} \cdot \frac{[I_I(i_x, i_z) - i_y]}{[I_{II}(i_y) - i_z]}, \qquad (1)$$

unde :

$T_1(i_x)$ şi $T_2(i_y)$ sînt constantele de timp ale circuitului de comandă al preamplificatorului, respectiv al amplificatorului final şi au expresiile:

$$T_1(i_x) = \frac{L_1(i_x)}{r_1} \text{ şi } T_2(i_y) = \frac{L_2(i_y)}{r_2}$$

(s-a ţinut seamă că valorile inductivităţilor L_1 şi L_2 (fig. 5) depind de valorile curenţilor i_x şi i_y care le străbat) ;

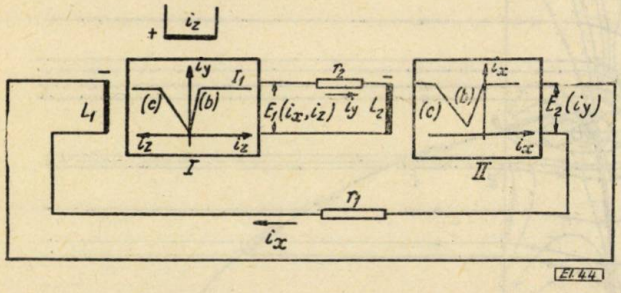


Fig. 5. Schema de funcţionare a instalaţiei de compensare (varianta *I* de conectare).

$I_I(i_x, i_z)$ şi $I_{II}(i_y)$ — caracteristicile statice de comandă ale etajului *I*, respectiv *II* de amplificare şi care pentru amplificatoarele cu autosaturaţie rezultă din relaţiile :

$$I_I(i_x, i_z) = \frac{E_I(i_x, i_z)}{r_2} \text{ şi } I_{II}(i_y) = \frac{E_{II}(i_y)}{r_1},$$

prin E_I şi E_{II} notîndu-se tensiunile de ieşire ale acestor două amplificatoare.

4. Punctele P de funcţionare, pe care le-am stabilit la intersecţia celor două caracteristici statice de comandă, se bucură de o proprietate specială : în planul de coordonate (i_x, i_y), derivata $\frac{di_y}{di_x}$ în aceste puncte este nedeterminată. Într-adevăr, ţinînd seamă că în punctele P sînt satisfăcute relaţiile :

$$I_I(i_{xp}, i_z) = i_{yp} \text{ şi } I_{II}(i_{yp}) = i_{xp}$$

rezultă imediat, din relaţia (1), că :

$$\frac{di_y}{di_x} = \frac{0}{0}.$$

În literatura de specialitate [3] este studiată pe larg natura punctelor speciale la ecuaţiile diferenţiale de ordinul *I*, de forma :

$$\frac{dy}{dx} = \frac{cx + dy}{ax + by}. \qquad (2)$$

După cum se ştie, în planul (x, y), soluţia ecuaţiei (2) reprezintă o familie de curbe integrale $y = f(x)$, fiecare curbă din această familie corespunzînd unei anumite condiţii (poziţii iniţiale). Curbele $y = f(x)$, care redau dependenţa dintre y şi x la variaţia parametrului t, constituie traiectoriile de fază. În imediata apropiere a punctelor speciale, aspectul general al traiectoriilor de fază este univoc determinat de coeficienţii a, b, c şi d ai ecuaţiei(2). Pe această bază s-au stabilit următoarele patru tipuri de puncte speciale (fig. 6) :

— *şa*, atunci cînd coeficienţii a, b, c şi d satisfac relaţia $4(bc - ad) > 0$;

— *nod*, în cazul în care $-(a + d)^2 < 4(bc - ad) < 0$;

— *focar*, atunci cînd $4(bc - ad) < -(a + d)^2$;

— *centru*, pentru cazul $4(bc - ad) < 0$ şi $a + d = 0$.

În plus, se precizează că nodul şi, respectiv, focarul sînt stabile (curbele $y = f(x)$ converg în timp spre punctul special) dacă se îndeplineşte condiţia $a + d < 0$. În cazul nodului sau focarului instabil este necesar ca $a + d > 0$.

În cazul sistemului închis de compensare, traiectoriile de fază prezintă în mod direct desfăşurarea proceselor tranzitorii pentru diferite condiţii iniţiale, dacă se asimilează variabilele x şi y cu valorile curenţilor i_x şi, respectiv i_y. Pentru aceasta va trebui mai întîi să se aducă ecuaţia diferenţială (1) a procesului tranzitoriu la forma generală (2), prin înlocuirea caracteristicilor de comandă* $I_I(i_x)$ şi $I_{II}(i_y)$ cu expresiile lor echivalente în imediata apropiere a punctului special** :

$$I_I(i_x) = K_{I\partial}(i_x) \cdot i_x \text{ şi } I_{II}(i_y) = K_{II\partial}(i_y) \cdot i_y, \qquad (3)$$

*) Caracteristica de comandă a primului etaj s-a notat ca o funcţie de o singură variabilă, întrucît în acest caz se studiază comportarea tranzitorie a sistemului la o valoare i_{z1} constantă a curentului i_{z1} (după aplicarea unui semnal în treaptă cu valoarea i_{z1}).

**) Relaţiile (3) s-au obţinut prin dezvoltarea în serie Taylor a funcţiilor $I_I(i_x)$ şi $I_{II}(i_y)$. Întrucît s-au neglijat derivatele de ordin superior, relaţiile (3) sînt valabile numai într-o zonă din jurul punctului special în cadrul căreia caracteristicile de comandă se pot considera cu suficientă aproximaţie ca fiind liniare. În plus, s-a recurs la o translaţie a originii axelor de coordonate în punctul special, întrucît orice combinaţie liniară de acest fel nu modifică natura punctelor speciale :

$$i_x = i_{xs} + i'_x \text{ şi } i_y = i_{ys} + i'_y.$$

În scrierea relaţiilor (3) s-a renunţat însă la notarea noilor variabile prin i'_x şi i'_y, păstrîndu-se vechea notaţie ; va trebui să se ţină seamă însă că originea axelor de coordonate se află acum în punctul special considerat.

unde :

$$K_{I\partial}(i_x) = \frac{dI_I(i_x)}{di_x} \text{ și } K_{II\partial}(i_y) = \frac{dI_{II}(i_y)}{di_y}$$

reprezintă coeficientul dinamic de amplificare în curent al etajului *I* și, respectiv, *II*. Pe această

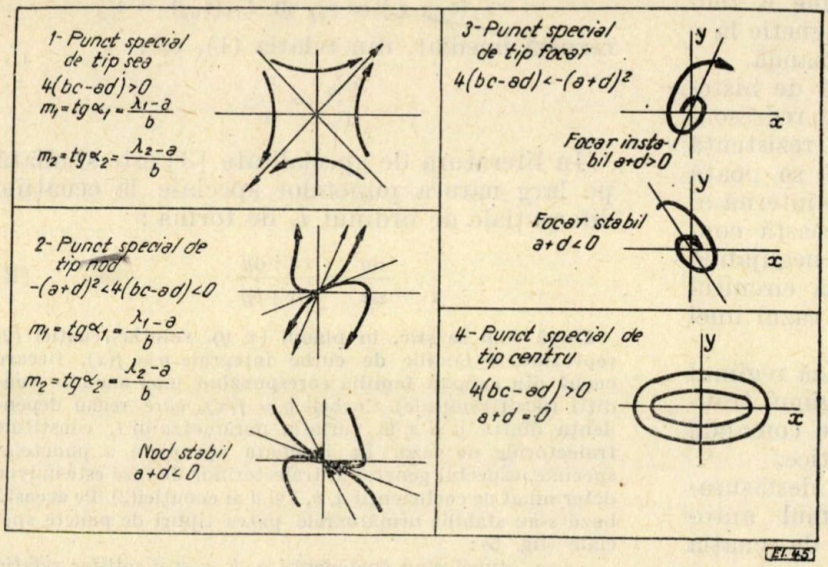


Fig. 6. Traiectoriile de fază corespunzătoare celor patru tipuri de puncte speciale.

bază, ecuația (1) a regimului tranzitoriu poate fi transcrisă sub forma :

$$\frac{di_y}{di_x} = \frac{T_1(i_x)}{T_2(i_y)} \cdot \frac{K_{I\partial}(i_x)\cdot i_x - i_y}{K_{II\partial}(i_y)\cdot i_y - i_x}. \qquad (4)$$

Pentru a determina caracterul unui punct special este suficient să se introducă coordonatele acestuia (i_{xs}, i_{ys}) în relațiile (5). Valorile obținute astfel pentru coeficienții *a*, *b*, *c* și *d* vor preciza tipul punctului special analizat.

În cazul compensatorului analizat, dacă se observă că locul geometric al punctelor speciale îl constituie caracteristica $I_{II}(i_y)$ care prezintă permanent un coeficient de amplificare negativ, rezultă că în toate punctele speciale trebuie luat $K_{II\partial} = -|K_{II\partial}|$, astfel că :

— punctele speciale de pe ramura *a* pentru care $K_{I\partial} \cong 0$ sînt *noduri* stabile ;

— punctele speciale de pe ramura *b* pentru care $K_{I\partial} = |K_{I\partial}|$ sînt *focare* stabile ;

— punctele speciale de pe ramura *c* pentru care $K_{I\partial} = -|K_{I\partial}|$ sînt de tip *șa* ;

— punctele speciale de pe ramura *d* pentru care $K_{I\partial} = 0$ sînt *noduri* stabile.

În concluzie rezultă deci că singura ramură a caracteristicii de comandă a preamplificatorului pe care nu poate avea loc funcționarea sistemului automat este ramura *c*.

În diagrama din figura 7 s-au trasat în întregime traiectoriile de fază caracteristice fiecărui

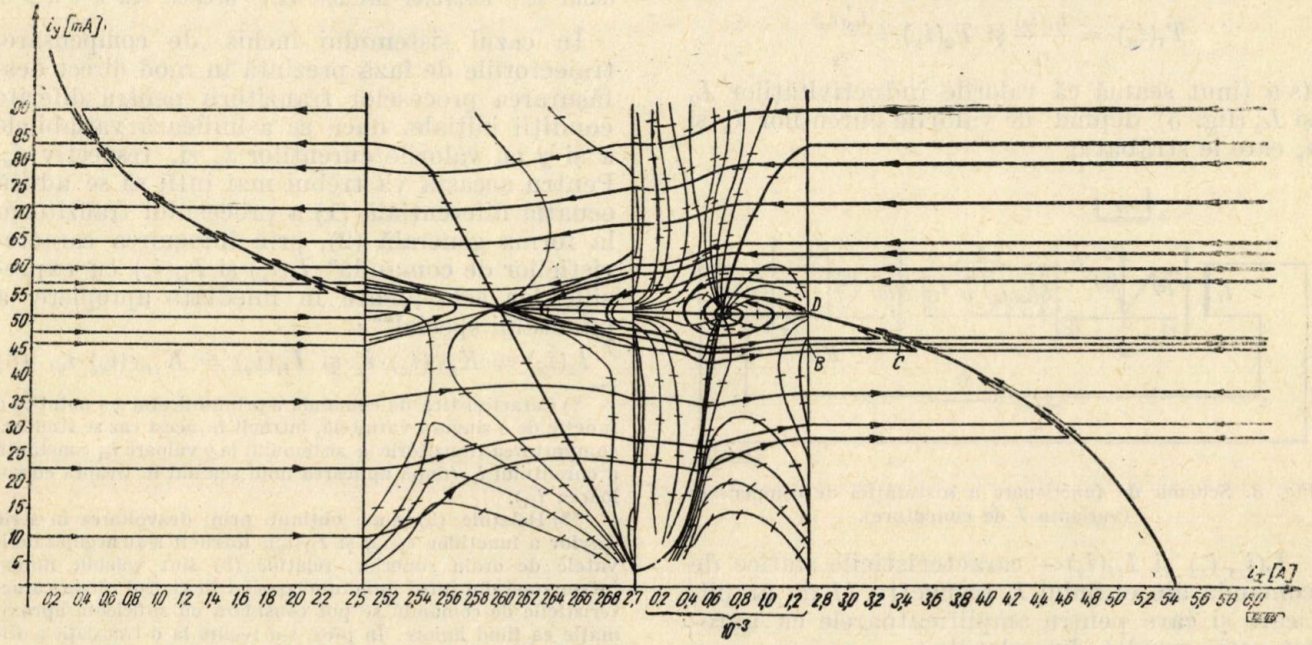


Fig. 7. Punctele speciale și traiectoriile de fază la schema de compensare conectată, după varianta *I*.

Identificînd coeficienții acestei ecuații cu cei ai ecuației (2) se obține :

$$a = -T_2(i_y) ;\ b = T_2(i_y)\cdot K_{II\partial}(i_y) ;$$
$$c = T_1(i_x)\cdot K_{I\partial}(i_x) ;\ d = -T_1(i_x). \qquad (5)$$

punct special pentru diferite stări inițiale ale sistemului, pe baza unor caracteristici reale obținute experimental la instalația de compensare model pentru 500 A realizată la Institutul de metrologie din București.

În planul fazelor, în figura 7 s-au delimitat zonele corespunzătoare fiecărei ramuri *a*, *b*, *c* şi *d* a caracteristicii $I_I(i_x)$ şi în fiecare din această zonă traiectoriile de fază s-au trasat pe baza curbelor izocline definite de relaţia :

$$\frac{T_1(i_x)}{T_2(i_y)} \cdot \frac{[I_I(i_x, i_z) - i_y]}{[I_{II}(i_y) - i_x]} = m, \qquad (6)$$

în care parametrului m i s-au acordat succesiv diferite valori arbitrare. Este de notat că pentru trasarea curbelor izocline s-a utilizat relaţia (6) care este corectă în tot planul (i_x, i_y), şi nu relaţia (4) a cărei valabilitate se limitează numai la regiunea din imediata apropiere a punctelor speciale.

5. Pe baza elementelor stabilite să urmărim acum comportarea sistemului la o variaţie lentă continuu crescătoare a curentului de măsurat i_z de la zero la valoarea sa maximă.

Pe măsura creşterii curentului i_z, punctul de funcţionare se mută de pe ramura *a* pe ramura *b* şi coboară treptat pe această ramură pînă în punctul său inferior. O dată atinsă această poziţie, la cea mai mică creştere în continuare a curentului i_z, punctul de funcţionare este nevoit să se comute brusc pe ramura *d*. În urma acestui salt, curentul de compensare i_x revine la valoarea sa iniţială (care se obţinea la $i_z = 0$) şi se menţine în continuare la această valoare pînă în momentul în care curentul i_z se reduce suficient pentru a fi posibil saltul invers pe ramura *b* (fig. *8*). Datorită acestei comportări, caracteristica statică a compensatorului devine similară unei caracteristici largi de releu. Pentru a se evita această funcţionare defectuoasă este necesar ca i_z să nu întreacă o anumită valoare maximă. Dacă însă această valoare a fost depăşită, sistemul de compensare va funcţiona din nou corect numai după ce curentul i_z a fost redus la minimum sau anulat.

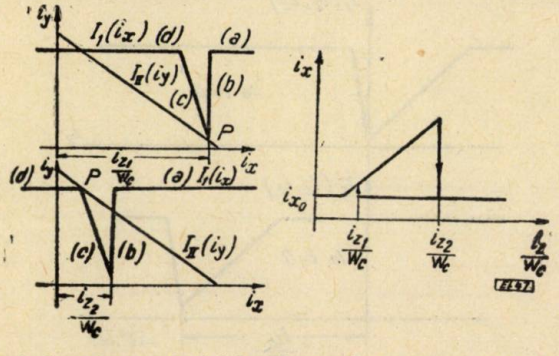


Fig. 8. Comutarea statică la schema de compensare conectată după varianta *I*.

În cele ce urmează, prin termenul de comutare statică vom denumi aceste treceri succesive ale punctului de funcţionare de pe ramura *b* pe *d* sau invers.

Pentru ca sistemul automat de compensare să nu fie scos din funcţiune (deci pentru ca punctul *P* să nu părăsească ramura *b*) este necesar ca valoarea cea mai mare pe care o poate lua la un moment dat curentul i_z (printr-o variaţie lentă) să poată fi acoperită de o valoare corespunzătoare a curentului de ieşire i_x al amplificatorului final, adică $i_{x max} \cong \frac{i_{z max}}{W_c}$, chiar dacă curentul i_z atinge valoarea $i_{z\,max}$ numai accidental şi pentru un scurt timp. Cu alte cuvinte, curentul de ieşire al amplificatorului final va trebui stabilit nu după limita superioară a domeniului de măsurare, ci după valoarea maximă accidentală a curentului i_z ce se prevede că poate apărea în funcţionarea sistemului. Astfel, spre exemplu, în cazul în care $i_{z\,max}$ poate întrece cu numai 50% limita superioară a domeniului de măsurare $\left(\text{adică } \frac{i_{z\,max}}{i_{z\,nominal}} = 1{,}5\right)$ rezultă că puterea de ieşire a amplificatorului final trebuie mărită de $1{,}5^2 = 2{,}25$ ori, pentru a evita efectul de comutare statică.

Nici această măsură nu rezolvă însă întrutotul problema, deoarece, după cum rezultă din planul fazelor prezentat în figura 7, trecerea punctului de funcţionare de pe ramura *b* pe *d* poate avea loc şi la valori mai reduse decît $i_{z\,nominal}$ ale curentului de măsurat, dacă acesta variază suficient de rapid. Avem de-a face în acest caz cu un efect de comutare dinamică, care limitează folosirea unor asemenea instalaţii de compensare în regimurile rapid variabile.

În figura 9 se determină aspectul comutării statice pentru schema de compensare conectată după varianta *II*. Caracteristica statică obţinută în acest caz dovedeşte o comportare deosebit de defectuoasă. Punctul de funcţionare trece pe ramura *b* numai după ce curentul de măsurat atinge o valoare i_{z1} foarte apropiată de valoarea sa maximă ; în cazul în care curentul de măsurat scade pînă la o valoare minimă i_{z2}, punctul de funcţionare se decroşează de ramura *b* şi siste-

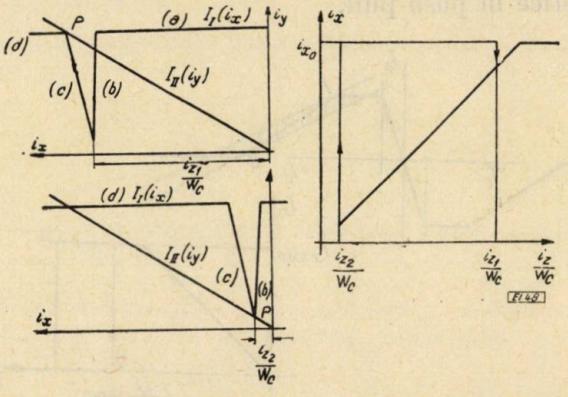


Fig. 9. Comutarea statică la schema de compensare conectată, după varianta *II*.

mul devine din nou insensibil faţă de curentul i_z.

Se ştie că tot datorită prezenţei ramurilor *c* şi *d* în caracteristica statică a amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie, schemele în push-pull a unor asemenea amplificatoare au caracteristica de comandă de forma prezentată în figura 10.

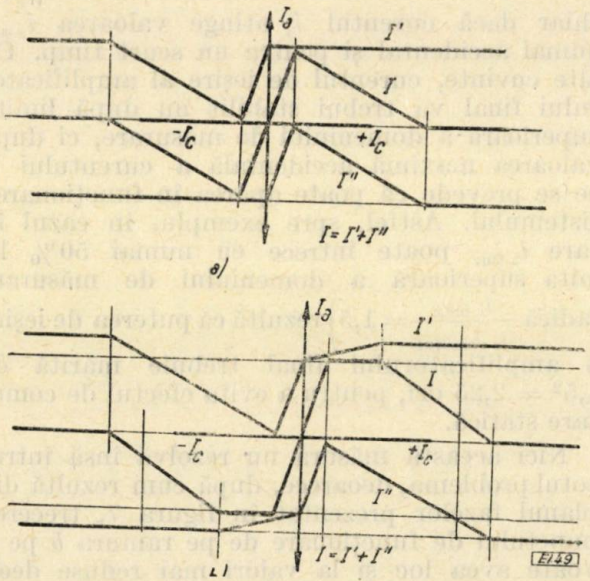


Fig. 10. Formarea caracteristicii de comandă a amplificatoarelor cu autosaturaţie montate în push-pull.

Din această cauză şi în cazul utilizării ca elemente de intrare în sistem, a amplificatoarelor magnetice în push-pull, se face simţit efectul comutării statice şi dinamice. Figura 11 prezintă modul de producere a comutării statice în cazul schemei de compensare cu amplificatoare magnetice în push-pull.

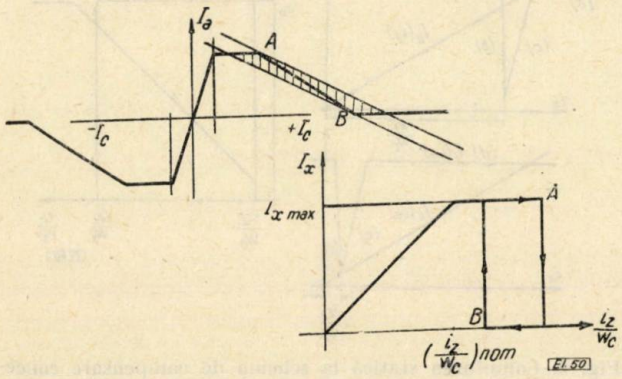


Fig. 11. Comutarea statică în cazul schemei de compensare cu amplificatoare magnetice în push-pull.

Se vede că schema în push-pull este mult mai avantajoasă decît celelalte scheme prezentate, întrucît permite, de regulă, depăşirea într-o măsură însemnată a valorii limită a domeniului de măsurare, fără ca să se producă comutarea punctului de funcţionare.

Mai mult, ciclul de comutare este plasat în întregime în afara domeniului de lucru. Pentru a obţine însă această funcţionare este necesar să se monteze cîte două amplificatoare în push-pull, atît pentru etajul de intrare, cît şi pentru cel final, chiar dacă semnalul de intrare (curentul de măsurat) este unidirecţional.

III. Punctele speciale ale sistemului de compensare, în cazul în care mărimea de intrare are o variaţie de tip „rampă"

Dinamica sistemelor neliniare simple de gradul *II* poate fi caracterizată cu ajutorul punctelor speciale şi în cazul în care mărimea de intrare prezintă nu un salt constant $i_z(t) = i_{z0}$ la $t \geqslant 0$, ci o variaţie de tip „rampă" : $i_z(t) = G \cdot t$ la $t \geqslant 0$, sau, mai general : $i_z(t) = i_{z0} + G \cdot t$ la $t \geqslant 0$.

Caracteristica neliniară I_I este în acest caz funcţie de două variabile (i_x şi i_z), astfel că primii termeni din dezvoltarea sa în serie Taylor în jurul punctului special (i_{xs}, i_{zs}) sînt :

$$I_I'(i_x, i_z) = I_I'(i_{xs}, i_{zs}) + \left.\frac{\partial I_I'(i_x, i_z)}{\partial i_x}\right|_{i_{xs},\, i_{zs}} \cdot \mathrm{d}i_x + \left.\frac{\partial I_I'(i_x, i_z)}{\partial i_z}\right|_{i_{xs},\, i_{zs}} \cdot \mathrm{d}i_z \qquad (7)$$

unde s-a folosit schimbarea de funcţie :

$$I_I'(i_x,\ i_z) = I_I(i_x - i_z/W_c,\ i_z),$$

pentru ca i_z să rămînă de forma : $i_z = G \cdot t$ la $t \geqslant 0$.

Delimitînd domeniile în interiorul cărora caracteristica I_I' poate fi liniarizată, creşterile infinit mici $\mathrm{d}i_x$ şi $\mathrm{d}i_z$ pot fi înlocuite în relaţia (7) prin coordonatele x şi z ale unui punct curent

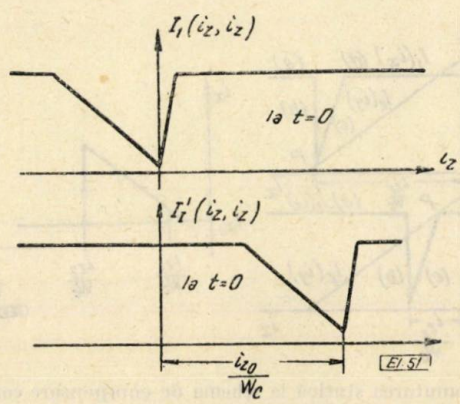


Fig. 12. Funcţiile I_I (i_x, i_z) şi I_I' (i_x, i_z), la $t = 0$.

cuprins în acelaşi domeniu în care este situat punctul special. În acest fel, prin schimbarea de variabile :

$$i_x = i_{xs} + x \text{ şi } i_z = i_{zs} + z,$$

originea axelor de coordonate a fost mutată în punctul special.

De asemenea, ţinînd seamă de faptul că:

$$\left.\frac{\partial I_I'(i_x, i_z)}{\partial i_x}\right|_{i_{xs}, i_{zs}} = -\left.\frac{\partial I_I'(i_x, i_z)}{\partial i_z}\right|_{i_{xs}, i_{zs}} = K_{1\partial},$$

rezultă că relaţia (7) poate fi scrisă sub forma:

$$I_I'(i_x, i_z) = I_I'(i_{xs}, i_{zs}) + K_{1\partial} \cdot (x - z), \quad (7')$$

unde: $z = G \cdot t$.

În mod analog, prin liniarizarea caracteristicii I_{II}' se obţine:

$$I_{II}'(i_y) = I_{II}'(i_{ys}) + K_{1\partial} \cdot y, \quad (8)$$

unde s-a făcut schimbarea de variabilă: $i_y = i_{ys} + y$.

Introducînd acum ultimele două relaţii în sistemul (1) şi avînd în vedere că:

$$I_I'(i_{xs}, i_{zs}) = i_{ys}$$

şi

$$I_{II}'(i_{ys}) = i_{xs},$$

se obţine în final următorul sistem de ecuaţii:

$$\begin{cases} \dfrac{dy}{dt} = \dfrac{K_I(x - z) - y}{T_2} \\ \dfrac{dx}{dt} = \dfrac{K_{II}(y) - x}{T_1} \end{cases} \quad (9)$$

Eliminînd variabila „y" din acest sistem, după derivarea în raport cu timpul a celei de-a doua ecuaţii şi după efectuarea înlocuirilor necesare, se obţine următoarea ecuaţie de mişcare a sistemului:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right)\frac{dx}{dt} + \frac{1 - K_I \cdot K_{II}}{T_1 \cdot T_2} \cdot x = -$$

$$- \frac{K_I \cdot K_{II}}{T_1 \cdot T_2} \cdot G \cdot t. \quad (10)$$

Dacă $G = 0$ se obţine ecuaţia de mişcare autonomă a sistemului, cînd mărimea de intrare are o variaţie în „treaptă".

Să găsim mai întîi, prin metoda punctelor speciale, parametrii care determină caracterul mişcării autonome:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right)\frac{dx}{dt} + \frac{1 - K_I \cdot K_{II}}{T_1 \cdot T_2} \cdot x = 0. \quad (10')$$

Notăm prin v — viteza de variaţie în timp a variabilei x;

$$v = \frac{dx}{dt}.$$

Rezultă de asemenea că:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{dv}{dt} = v\,\frac{dv}{dx}.$$

Introducînd aceste notaţii în ecuaţia mişcării automome (10'), se obţine în final că:

$$\frac{dv}{dx} = \frac{(K_I \cdot K_{II} - 1)x - (T_1 + T_2) \cdot v}{T_1 \cdot T_2 \cdot v}. \quad (11)$$

Să presupunem că mişcarea variabilei x o reprezentăm într-un sistem de coordonate în care, pe axa ordonatelor este trecută viteza de variaţie v, iar pe axa absciselor este fixată poziţia la un moment dat a variabilei x. În acest plan al fazelor, caracterul mişcării variabilei x va depinde de coeficienţii a_1, b_1, c_1, d_1 ai variabilelor x şi v din ecuaţia (11); conform notaţiilor anterioare se obţine în acest caz:

$$a_1 = 0,\ b_1 = T_1 \cdot T_2,\ c_1 = K_I \cdot K_{II} - 1 \text{ şi}$$

$$d_1 = T_1 + T_2.$$

Aceşti coeficienţi au echivalenţă din punctul de vedere al mişcării cu coeficienţii obţinuţi anterior pentru mişcarea autonomă în planul (x, y):

$$a = -T_2,\ b = +T_2 \cdot K_{II},\ c = +T_1 \cdot K_I \text{ şi}$$

$$d = -T_1.$$

Într-adevăr:

$$a + d = a_1 + d_1 = -(T_1 + T_2)$$

şi

$$bc - ad = b_1c_1 - a_1d_1 = T_1 \cdot T_2\ (K_I \cdot K_{II} - 1).$$

Tot din ecuaţia (11) rezultă că punctului special de „echilibru" al sistemului îi corespund coordonatele $x_s = 0$ şi $v_s = 0$.

Să ne întoarcem acum la cazul în care mărimea de intrare are o variaţie de tip „rampă", pentru care $G \neq 0$.

Pentru a putea cerceta şi în acest caz caracterul mişcării cu ajutorul punctelor speciale, este necesar să se efectueze, în prealabil, o schimbare de variabilă care să readucă şi ecuaţia (10) la forma unei ecuaţii de mişcare autonomă. În cazul de faţă, o asemenea schimbare de variabilă trebuie să fie de forma:

$$x = m - \frac{K_I \cdot K_{II}}{1 - K_I \cdot K_{II}} \cdot G \cdot t.$$

Trebuie subliniat că această schimbare de variabile, fiind liniară, nu modifică caracterul iniţial al mişcării, ceea ce înseamnă, cu alte cuvinte, că mişcarea noii variabile m va fi de acelaşi tip cu mişcarea variabilei x.

Notînd acum prin ν — viteza de variaţie în timp a variabilei m:

$$\nu = \frac{dm}{dt}$$

şi ţinînd cont că:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{dm}{dt} - \frac{K_I \cdot K_{II}}{1 - K_I \cdot K_{II}} \cdot G = \nu - \frac{K_I \cdot K_{II}}{1 - K_I \cdot K_{II}} \cdot G$$

şi

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{d\nu}{dt} = \nu\,\frac{d\nu}{dm},$$

ecuaţia (10) se transformă cu aceste notaţii în:

$$\frac{d\nu}{dm} = \frac{(K_I \cdot K_{II} - 1)m - (T_1 + T_2)\nu - \dfrac{K_I \cdot K_{II} \cdot T_1 \cdot T_2}{K_I \cdot K_{II} - 1} G}{T_1 \cdot T_2 \cdot \nu} \quad (11')$$

Coeficienţii variabilelor m şi v sînt :

$$a_1 = 0,\ b_1 = T_1 \cdot T_2,\ c_1 = K_I \cdot K_{II} - 1 \text{ şi}$$
$$d_1 = -(T_1 + T_2)$$

identici cu cei obţinuţi în cazul mişcării autonome.

Rezultă de aici o primă concluzie : caracterul mişcării variabilei m şi implicit al variabilei x rămîne acelaşi, independent de faptul că mărimea de intrare are o variaţie în treaptă sau în rampă şi este dependent numai de parametrii proprii sistemului închis. Comportarea sistemului poate fi deci apreciată pentru orice gen de variaţie liniară a mărimii de intrare numai cu ajutorul coeficienţilor a, b, c şi d ai sistemului (11) sau (1).

Din ecuaţia (11′) mai rezultă însă că echilibrul sistemului, la intrarea căruia se aplică o mărime continuu crescătoare, nu se mai obţine în punctul $x_s = 0$ şi $v_s = 0$, ca în cazul mişcării autonome, ci are coordonatele :

$$m_s = \frac{K_I \cdot K_{II} \cdot T_1 \cdot T_2}{(K_I \cdot K_{II} - 1)^2} \cdot G \quad \text{şi} \quad v_s = 0$$

sau

$$x_s = m_s - \frac{K_I \cdot K_{II}}{1 - K_I \cdot K_{II}} \cdot G \cdot t = \frac{K_I \cdot K_{II} \cdot T_1 \cdot T_2}{(K_I \cdot K_{II} - 1)^2} + \frac{K_I \cdot K_{II}}{K_I \cdot K_{II} - 1} \cdot G \cdot t.$$

Această ultimă relaţie conduce la o a doua concluzie : aplicarea unui semnal continuu crescător la intrarea sistemului, deşi nu modifică caracterul iniţial al mişcării acestuia, va avea însă ca efect deplasarea continuă a punctului de echilibru al sistemului cu o viteză care este direct proporţională cu panta G de variaţie în timp a semnalului de intrare.

Bibliografie

[1] *Krämer, W.* şi *Alfred, L.* Entwicklungsstand des Gleichstromwandlers. In : A.T.M. **303**, nr. 302, 1961.

[2] *Rozenblat, M, A.* Magnitnîe usiliteli. In : Sovetskoe Radio, 1960.

[3] *Cunningham, W. I.* Introduction to nonlinear analysis. New York, Mc Graw-Hill Book Co, Inc. N. Y., 1958.

[4] *Zahorka, R.* Umbaubare Gleichstromwandler zur Genauen Messung grosser Gleichströme. In : A.E.G. Mitteilungen, nr. 11—12, 1961.

[5] *Kunsters, Moore, Miljanic.* Precision Measurement of D.C. Rations. In : I.I.E. Transactions on Communication and electronics, nr. 1, 1964.

[6] *Rosenştein.* 160 000 ampere high-speed magnetic amplifier design. In : Communications and Electronics, nr. 7, 1955.

[7] *Rumianţev, A. C.* Novaia aparatura dlia izmerenia malîh soprotivlenii s pomoşciu magnitovo comparatora postoiannovo toka. Moscova, VNIIM Isledovania v oblasti elektriceskih izmerenii, 1961.

[8] *Tomanek, E.* şi *Andas.* Transductor pro mereni velkyeh stejnosmernyeh proudu. In : Electrotechnik, nr. 3, 1955.

Intrat în redacţie la 8. VI. 1965

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Metode de decalare a fazei tensiunilor şi curenţilor electrici

Paul Popescu şi George Slapciu*—Bucureşti

CZ 621.317.32.018.12

Operaţiile de etalonare, reglare şi control ale aparatajului de măsurat (contoare electrice, wattmetre etc.) ridică o serie de probleme, a căror rezolvare determină într-o măsură importantă asigurarea tuturor condiţiilor de funcţionare.

Una dintre aceste probleme, care reclamă o judicioasă alegere, o constituie asigurarea instalaţiilor de reglare şi control cu surse corespunzătoare de tensiune şi curent pentru obţinerea, cu o suficientă precizie, a tuturor regimurilor de lucru solicitate de STAS-urile şi normele tehnice interne, deci de condiţiile de utilizare la beneficiar.

Pentru scopurile susmenţionate ca şi pentru alte instalaţii şi montaje s-a făcut simţită nevoia utilizării surselor de curenţi şi tensiuni cu faze decalate.

Se ştie că, uzual, aceasta se realizează cu ajutorul regulatoarelor de fază, care, de fapt, sînt maşini electrice asemănătoare motoarelor asincrone trifazate cu rotorul bobinat. Rotorul unor astfel de regulatoare este calat avînd posibilitatea de a-şi schimba poziţia faţă de stator.

Această metodă clasică este foarte comodă obţinîndu-se orice decalaj între 0 şi 360°, prin reglajul fazei în mod continuu, fără a varia, practic, mărimea tensiunii decalate.

Printre dezavantajele imediate ale utilizării regulatorului de fază se numără preţul de cost ridicat şi faptul că în general este greu deplasabil pentru lucrări diverse.

De aceea s-a căutat să se elaboreze diverse scheme care să poată realiza decalajul dorit la nivelul oricărui atelier electric sau în interiorul unei instalaţii fără să-i mărească substanţial dimensiunile şi greutatea. Se indică, în continuare, metodele cele mai des întîlnite.

1. Metoda capacităţilor inductanţelor şi a rezistenţelor

În figura 1 sînt prezentate două astfel de scheme.

Variind valoarea rezistenţei şi deci a tensiunii U_r se realizează reglarea fazei tensiunii U_s. În figura 2 se explică mecanismul reglării cu ajutorul diagramelor. Tensiunile $\bar{U}_r$ şi $\bar{U}_C$ din figura 1, *a*, $\bar{U}_r$ şi $\bar{U}_L$ din figura 1,*b* sînt decalate cu 90°. Suma lor fiind tocmai tensiunea U_{tr}, care rămîne constantă, rezultă că potenţialul punctului 1 va fi reprezentat în diagrama vectorială printr-un semicerc avînd ca diametru tocmai vectorul $\bar{U}_{tr}$. Punctul 2 este o priză mediană a transformatorului de alimentare. Se vede deci că vectorul $\bar{U}_s$ este tocmai raza semicercului descris de potenţialul 1. Deci variind tensiunea $\bar{U}_r$ reglăm faza tensiunii $\bar{U}_s$ păstrînd amplitudinea constantă.

Bineînţeles că totul se complică la funcţionarea în sarcină cînd între punctele 1 şi 2 se va debita un curent oarecare,

* *P. Popescu* este inginer proiectant principal la Uzina Electromagnetica, iar ing. *G. Slapciu* este metrolog şef la aceeaşi uzină.

De asemenea ar trebui să ţinem cont de pierderile din condensator, precum şi de căderile de tensiune din inductanţă şi transformator.

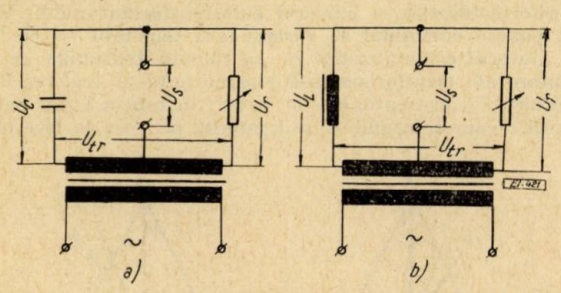


Fig. 1

Practic acest montaj se foloseşte în cazul sarcinilor mici. Pentru sarcini mari este necesar ca rezistenţa şi reactanţa din montaj să consume puteri apreciabil mai mari decît sarcina, ceea ce implică dificultăţi în realizare.

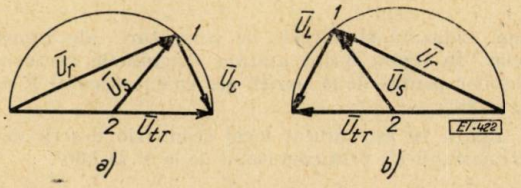


Fig. 2

2. Metoda rezistenţei toroidale

Defazorul este construit dintr-un fir rezistent care se realizează pe un suport ceramic în formă de tor. Această rezistenţă este alimentată de la o reţea trifazată în trei puncte decalate geometric la 120°.

Două cursoare diametral opuse se plimbă pe tor şi culeg tensiunea decalată, în funcţie de poziţia lor pe tor, faţă de punctele de alimentare. În figura 3 se redă dispozitivul împreună cu diagrama vectorială. Se observă că amplitudinea tensiunii U_s nu rămîne constantă. Acesta este principalul dezavantaj al metodei. El prezintă însă avantajul că este uşor de realizat pentru sarcini mici. Pentru sarcini mari prezintă acelaşi inconvenient ca la metoda 1.

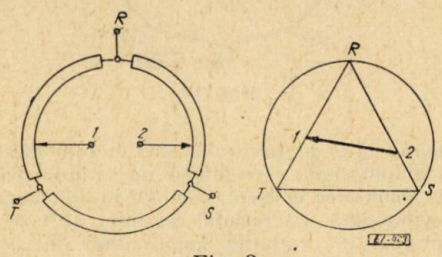


Fig. 3

3. Metode care folosesc reţeaua trifazată

a) Metoda stabilizatoarelor

Stabilizatorul S_1 este alimentat prin intermediul autotransformatorului AT (fig. 4). În funcţie de poziţia cursorului autotransformatorului AT, faza tensiunii U_1 de la ieşirea stabilizatorului S_1 poate fi variată în interiorul unei limite de 60°. Stabilizatorul S_2 este alimentat prin intermediul comutatorului K care-i furnizează diverse tensiuni din reţea. În felul acesta, tensiunea U_2 de la ieşirea stabilizatorului S_2 poate fi decalat în trepte pînă la 360°.

Variaţia de amplitudine care se produce la deplasarea cursorului autotransformatorului AT atinge maximum 6,5 % şi este eliminată cu ajutorul stabilizatorului S_1.

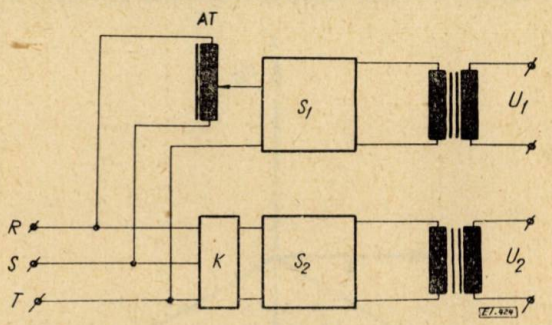


Fig. 4

b) Metoda decalării prin inversarea fazelor

Metoda se utilizează în schemele în care este necesară obţinerea unei singure valori a decalajului între circuite. În principiu, prin răsturnarea unei faze, la alimentarea circuitelor monofazate ce trebuie decalate, se pot obţine diverse decalaje. Astfel, se poate da ca exemplu alimentarea înfăşurărilor de curent şi tensiune ale unui contor în regimul cos $\Phi = 0{,}5 (\Phi = 60°)$ conform schemei din figura 5.

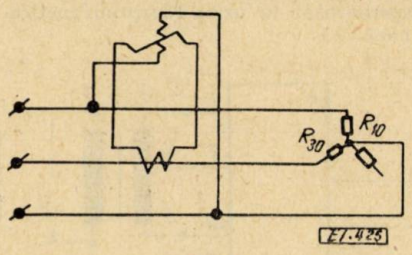


Fig. 5

Reprezentarea vectorială a acestei scheme este dată în figura 6.

Pe baza aceluiaşi principiu se pot realiza scheme cu decalaje diferite.

Astfel pentru obţinerea unui decalaj de 90° inductiv (cos Ø = = 0) în cazul încercărilor efectuate asupra contoarelor monofazate, de exemplu, se alimentează circuitul de curent printr-o baterie de condensatoare.

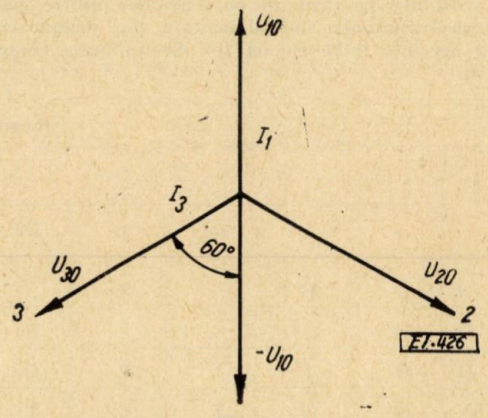


Fig. 6

Astfel, după cum se vede din diagrama vectorială reprezentată în figura 7, în acest mod se obţine un defazaj capacitiv. Pentru a obţine defazajul inductiv ($\varphi = 90°$) necesar probelor

din exemplu, se realizează conectarea circuitului de tensiune la faza răsturnată.

c) Metoda transformatoarelor (brevetată de O.S.I. sub nr. 43103 pe numele autorilor articolului în 1962).

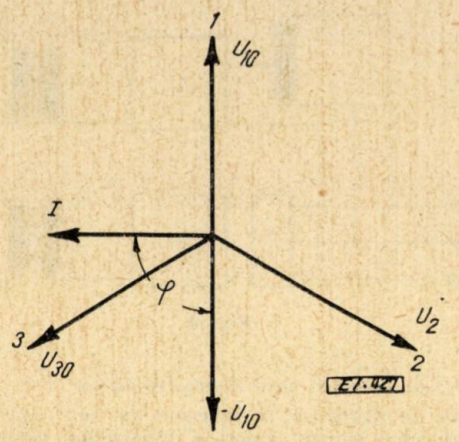


Fig. 7

Această metodă constă, de asemenea, în utilizarea sistemului de tensiuni trifazate.

Din sistemul de tensiuni trifazate se utilizează diverse tensiuni şi diverse decalaje de fază. În figura 8 se arată un montaj experimentat în uzina Electromagnetica, care a dat rezultate bune.

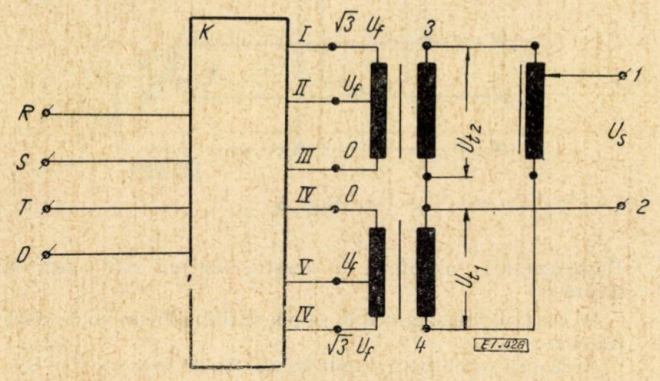


Fig. 8

Montajul întrebuinţează două transformatoare care dau în secundar aceeaşi tensiune putînd fi alimentate în primar fie cu tensiunea pe fază, fie cu tensiunea dintre faze. Cele două transformatoare sînt alimentate din primar cu două tensiuni decalate între ele cu 30°. Secundarele transformatoarelor au o extremitate comună, iar celelalte extremităţi sînt legate între ele prin intermediul unui autotransformator cu cursor.

Tensiunea de utilizare se obţine între punctul comun al transformatoarelor şi cursorul autotransformatorului. Variind poziţia cursorului se variază faza tensiunii U_s cu 30°. Cu ajutorul comutatorului K se comută tensiunile de alimentare ale transformatoarelor permiţîndu-se reglarea fazei tensiunii U_s, în trepte, din 30° în 30°. În tabela 1 sînt redate poziţiile comutatorului K şi legăturile pe care le face între

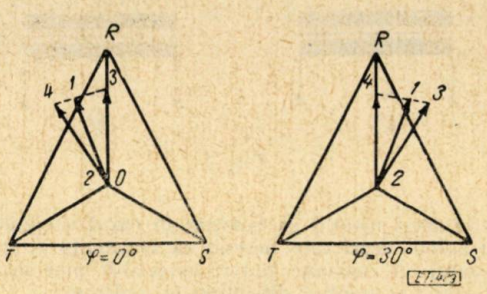


Fig. 9

reţeaua trifazată şi bornele de alimentare ale transformatoarelor. În figura 9 sînt arătate diagramele vectoriale ale tensiunilor pentru două poziţii ale comutatorului K ($\varphi = 0°$ şi $\varphi = 30°$)

În figura 10 este arătat locul geometric descris de vectorul tensiunii $\overline{U}_s$ prin comutator de la 0° la 360°.

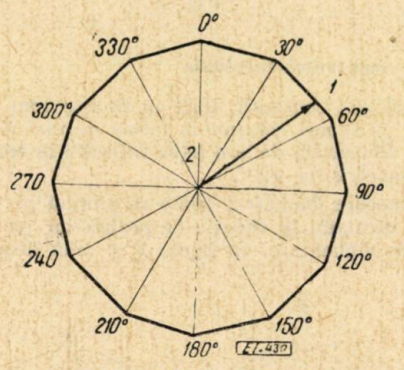


Fig. 10

La decalarea fazei cu ajutorul acestei metode există o mică variaţie a amplitudinii, care practic nu se ia în consideraţie. Teoretic la comutarea în trepte, din 30° în 30°, amplitudinea rămîne neschimbată. La reglajul continuu al fazei, în interiorul treptei de 30°, variaţiile amplitudinii sînt de $\pm 1{,}7\%$.

Tabela 1

Legăturile comutatorului K

Prizele transformatoarelor	Poziţia comutatorului												
	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°	360°
I	—	R	—	S	—	S	—	T	—	T	—	R	—
II	R	—	O	—	S	—	O	—	T	—	O	—	R
III	O	T	T	T	O	R	R	R	O	S	S	S	O
IV	S	O	T	T	T	O	R	R	R	O	S	S	S
V	—	R	—	O	—	S	—	O	—	T	—	O	—
VI	R	—	R	—	S	—	S	—	T	—	T	—	R

După o succintă analiză a metodelor de defazare expuse se pot trage următoarele concluzii.

Faţă de regulatoarele de fază, ultima metodă descrisă prezintă următoarele avantaje :

— simplitate constructivă şi în exploatare, datorită lipsei unor elemente în mişcare, ceea ce duce la o întreţinere mai uşoară şi la reducerea posibilităţilor de apariţie a defecţiunilor mecanice ;

— preţ de cost redus ;

— consum redus de putere, deci utilizarea mai economică a surselor stabilizate de tensiune ;

— nu înrăutăţeşte factorul de putere al reţelei.

În raport cu metoda capacităţilor inductanţelor şi rezistenţelor, ultima metodă expusă, prezintă avantajul posibilităţii de a se obţine decalaje de la 0° la 360° în loc de un interval de la 0° la 180°.

Faţă de metoda rezistenţei toroidale, metoda prezentată la punctul 3 *c* prezintă avantajul păstrării practic constante a amplitudinii, iar în ceea ce priveşte metoda inversării fazelor, aceasta, după cum s-a menţionat mai înainte, nu permite reglajul fazei ci numai obţinerea unei valori fixe de defazaj

În ceea ce priveşte metoda descrisă la punctul 3 *a* se introduce necesitatea eliminării variaţiei suficient de mari a amplitudinii provenită datorită reglajului continuu al fazei, care se face pe o plaje de 60°. Acest inconvenient se înlătură numai prin introducerea a 2 stabilizatoare care ridică însă, apreciabil costul instalaţiei.

Intrat în redacţie la 17.VIII.1965

RECENZII

CZ 621. 313. 1. 016. 31 : 629. 12

I. I. Treşcev. **Regimuri nesimetrice ale maşinilor electrice de c.a. folosite în industria navală.** Leningrad. Editura „Sudostroienie", 1965, 247 pag.

Fiind destinată specialiştilor din domeniul electroenergeticii, lucrarea abordează un cerc larg de probleme de mare importanţă practică şi teoretică, de acută actualitate, legate de funcţionarea maşinilor electrice în regimuri tranzitorii nesimetrice electromecanice. În acest scop se folosesc elementele de investigaţie ale teoriei moderne a maşinilor electrice de curent alternativ, asociate cu procedeele de calcul pe care le oferă maşinile electronice şi analogice. Lucrarea conţine şapte capitole.

Capitolul I este consacrat teoriei matematice a proceselor tranzitorii simetrice şi nesimetrice în maşinile de c.a. Se stabilesc particularităţile maşinii idealizate, se stabilesc ecuaţiile de tensiuni în diferite sisteme de coordonate ale maşinii, expresiile cuplului electromagnetic, se definesc fazorii reprezentativi, se particularizează ecuaţiile la regimurile nesimetrice de funcţionare.

În capitolul al II-lea se expun succint metodele aproximative de investigare a proceselor tranzitorii : aplicarea principiului suprapunerii efectelor, influenţa t.e.m. de transformare, folosirea t.e.m. $e'd' - e''d_0$.

Capitolul al III-lea este consacrat prezentării unor metode noi de analiză a regimurilor tranzitorii nesimetrice, viteza de rotare a rotorului fiind variabilă. În speţă este vorba de aplicarea ecuaţiilor integrale, şi a sistemelor liniare de ecuaţii integrale, de liniarizarea unor ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi variabili.

Capitolul al IV-lea analizează unele regimuri nesimetrice de funcţionare a motoarelor asincrone de nave, care apar la conectarea motorului de pe o sursă pe alta, întreruperea unei faze, deteriorarea coliviei, conectarea nesincronă a fazelor etc. Datele experimentale şi oscilogramele anexate la acest capitol dau o notă de finalitate materialului teoretic.

În continuare, în capitolul al V-lea, se analizează regimurile nesimetrice şi funcţionarea în asincron a generatoarelor de nave. Astfel se insistă în mod deosebit asupra funcţionării în scurtcircuit bifazat a generatorului sincron autoexcitat cu înfăşurare de amortizare şi fără înfăşurare de amortizare, luîndu-se în considerare comportarea înfăşurării de excitaţie în acest regim. Se examinează, de asemenea, funcţionarea în regim asincron a două generatoare autoexcitate de putere nominală comparabilă, scoţîndu-se în evidenţă particularităţile acestui regim, procedeele de simplificare a calculelor.

În capitolul al VI-lea se examinează influenţa variaţiei vitezei de rotaţie asupra proceselor tranzitorii. După ce se arată importanţa teoretică şi practică a acestei probleme în ceea ce priveşte proiectarea şi exploatarea sistemelor de acţionare de pe nave, se studiază comportarea unei maşini asincrone cu rotorul în scurtcircuit în regim tranzitoriu, la viteză variabilă cu ajutorul ecuaţiilor integrale de ordinul I şi metodei balanţei energetice.

Rezolvările prezentate în acest capitol reprezintă contribuţii originale ale autorului în acest domeniu, care, simplificate rezonabil, pot fi aplicate la rezolvarea diferitelor cazuri concrete.

Capitolul al VII-lea cuprinde calcule efectuate cu ajutorul maşinilor analogice şi cifrice, cum şi date experimentale. Se expun succint problemele de bază ale folosirii maşinilor analogice, efectuîndu-se calculul caracteristicii mecanice unui motor asincron la frînare şi pornire precum şi calculul variaţiei în timp a alunecării.

Cu ajutorul unei maşini electronice au fost calculate curbele curenţilor cuplului şi tensiunii pe faza liberă la un generator sincron de 625 kVA în regim de scurtcircuit bifazat şi mers asincron.

În ultima parte a acestui capitol sînt expuse oscilograme ridicate la pornirea unui motor asincron şi conectarea acestuia pe o sursă nesincronizată.

Referinţele bibliografice, în număr de 65, sînt în marea majoritate extrase din literatura sovietică.

În concluzie trebuie subliniat faptul că lucrarea aduce o contribuţie valoroasă la studiul fenomenelor complexe care apar în maşinile electrice cu ocazia regimurilor tranzitorii nesimetrice în lumina teoriei moderne a maşinilor electrice, a tehnicii actuale de calcul şi experimentare.

V. N. Nedelcu

CZ 621 – 53: 66/69

Edm. Nicolau, I. Papadache, A. Pîrvu şi R. Stere. **Automatizări industriale.** Bucureşti, Centrul de documentare al M.I.P.C. (sectorul publicaţii tehnice), 1965, 664 pag.

O contribuţie de seamă adusă acţiunii largi, care se desfăşoară în ţara noastră pentru pregătirea şi specializarea cadrelor necesare tuturor domeniilor de activitate este aceea a publicării unei bogate literaturi tehnico-ştiinţifice.

În cadrul acestor acţiuni se înscrie şi cursul de perfecţionare şi specializare a cadrelor cu pregătire superioară, apărut de curînd, alcătuit de un colectiv format din prof. Edm. Nicolau, ing. I. Papadache, prof. A. Pîrvu şi conf. ing. R. Stere. Lucrarea se împarte în şapte capitole : Introducere în matematică (prof. A. Pîrvu) ; Electrotehnica (prof. Edm. Nicolau) ; Electrotehnica (prof. Edm. Nicolau) ; Teoria sistemelor de reglare automată (ing. I. Papadache) ; Elementele sistemelor automate (conf. ing. R. Stere) ; Elementele dispozitivelor de automatizare (ing. I. Papadache) ; Calculatoare electronice (prof. Edm. Nicolau).

Autorii au plecat de la ideea că cei cărora li se adresează cartea au un fond de cunoştinţe acumulate, dar că sînt necesare împrospătarea şi completarea acestor cunoştinţe pentru ca însuşirea noţiunilor să fie mult uşurată.

Ţinînd seamă de condiţiile actuale, de ritmul rapid în care se desfăşoară procesul de dezvoltare a ştiinţei şi tehnicii, dezvoltarea aspectelor teoretice ale automatizării instalaţiilor este pe deplin justificată.

Complexitatea parametrilor care trebuie controlaţi şi reglaţi în instalaţii moderne şi numărul acestora ridică probleme din ce în ce mai dificile. Chiar şi principiile de funcţionare, mult diferite, ale aparaturii de automatizare, fac necesară dezvoltarea teoriei sistemelor automate. Mai mult, introducerea, conceperea şi realizarea aparaturii de automatizare se realizează avînd la bază criterii ştiinţifice fapt care impune o aprofundare a teoriei.

Trebuie subliniat că în ceea ce priveşte capitolul „Introducere în matematică" acesta a fost strict limitat la cunoştinţele care sînt necesare însuşirii materialului de bază cuprins în capitolele „Electrotehnica" şi „Electronica".

Studiul matematic al legilor electrotehnicii şi al principiilor de funcţionare a circuitelor electronice este obligator pentru introducerea în "teoria sistemelor de reglare automată". În capitolele menţionate, autorii au selecţionat, de altfel, numai materialul în legătură cu sistemele de reglare. Cu privire la „teoria sistemelor de reglare automată — mult dezvoltată — toate relaţiile matematice sînt date pentru cazuri practice de reglare, iar ecuaţiile proceselor tehnologice sau analiza sistemelor automate au un caracter cu totul aplicativ. În lucrare, cea mai mare parte este consacrată elementelor sistemelor automate. Sînt expuse la un nivel superior principiile de funcţionare a traductoarelor modulatoare celor generatoare sau celor complexe.

Prezentarea fiecărui tip de traductor este însoţită de scheme, după care se pot urmări cu uşurinţă principiul şi modul de funcţionare. Din marea diversitate de traductoare trebuie menţionate următoarele : dintre tipurile pentru mărimi mecanice — cele piezoelectrice pentru măsurarea variaţiilor rapide de presiune şi cele capacitive de extracţie a petrolului ; cele 12 tipuri de traductoare pentru măsurarea nivelului lichidelor şi cele 14 tipuri pentru măsurarea presiunii ; traductoarele volumetrice de debit pentru lichide şi cele pentru gaze ca şi numeroasele traductoare pentru măsurarea temperaturii (după diferite principii) o deosebită atenţie se acordă traductoarelor pentru măsurarea concentraţiilor şi celor pentru analiza continuă a gazelor, bazate pe măsurarea conductivităţii termice, căldurii de reacţie sau susceptibilităţii magnetice. Se dau numeroase exemple printre care cele de reglaj automat al unei scheme de funcţionare.

Analizatoarele pentru cromatografie continuă a gazelor completează lista traductoarelor utilizate în reglarea automată în industria petrolieră şi petrochimică.

De asemenea, sînt expuse elementele de indicare, de înregistrare şi convertizoarele.

În lucrare sînt temeinic studiate şi elementele dispozitivelor de automatizare, descriindu-se numeroase tipuri de regulatoare pneumatice, hidraulice sau electronice folosite în ramura industriei petrochimice şi a prelucrării ţiţeiului.

Privit în ansamblu, acest curs reprezintă o realizare valoroasă şi constituie un sprijin eficient pentru perfecţionarea şi specializarea cadrelor cu pregătire superioară, care îşi desfăşoară activitatea în domeniul vast, cu largi perspective de dezvoltare, al automatizărilor în diferitele ramuri ale industriei noastre socialiste.

N. Georgescu

CZ 621. 313. 1 : 629. 12

M. I. Aliabiev. **Teoria generală a maşinilor electrice folosite în industria navală.** Leningrad, Editura sudostroenie, 1965.

Cartea recenzată se înscrie pe linia preocupărilor generale, conturată în ultimii 10—20 ani, de a prezenta teoria generală a maşinilor electrice în concordanţă cu necesităţile actuale din acest domeniu, cu cercetările teoretico—experimentale efectuate în decursul anilor în ţările industriale înaintate. Cuprinsul lucrării este divizat în cinci părţi. În introducere se stabilesc noţiunile de bază, şi anume : se defineşte maşina idealizată, se precizează sistemele de unităţi de măsură, regulile de asociere a sensurilor pozitive, sistemele de coordonate.

Partea I este consacrată elementelor generale ale teoriei moderne (matematice) a maşinilor electrice şi este subdivizată în nouă capitole : teoria vectorilor reprezentativi ; tensiuni magnetomotoare, fluxuri şi reactanţe ; sistemele fizice şi relative de unităţi ; ecuaţiile Park-Gorev de tensiuni ; clasificarea metodelor analitice de investigaţie şi recomandări cu privire la folosirea acestora ; ecuaţiile generale vectoriale şi clasificarea parametrilor operaţionali şi operaţionali-complecşi ; energia puterea şi cuplul electromagnetic.

Partea a II-a este consacrată maşinii sincrone şi conţine zece capitole. Primele trei capitole sînt destinate precizării ecuaţiilor generale de funcţionare în diferite sisteme de coordonate şi de unităţi de măsură. În continuare se analizează : regimul simetric staţionar ; regimul staţionar nesimetric ; tensiunile electromotoare e_q, e'_d, e''_d şi procesele tranzitorii care apar în maşina sincronă cu sau fără înfăşurări de amortizare în cazul scurtcircuitelor sau lichidării acestora, conectării sau deconectării sarcinii cu reglaj sau fără reglaj de tensiune.

Un capitol este consacrat analizei proceselor tranzitorii care apar în maşina sincronă autoexcitată.

Partea a treia examinează teoria transformatorului, ecuaţiile de funcţionare a transformatorului mono şi polifazat şi procese tranzitorii în transformatoare.

Maşina asincronă este examinată în partea a IV-a, în care sînt expuse ecuaţiile de funcţionare în diferitele sisteme de coordonate ale maşinii trifazate, monofazate şi bifazate şi procesele tranzitorii care apar în maşină la conectarea la reţea şi în regim de scurtcircuit.

Din examinarea lucrării se desprind următoarele concluzii :

— problemele abordate sînt de mare actualitate şi sînt tratate cu competenţă în lumina lucrărilor apărute în literatura de specialitate ;

— avînd în vedere caracterul complex al acestor probleme, abordarea lor prin intermediul vectorului reprezentativ ni se pare cea mai indicată şi eficace.

Cu toate acestea se remarcă o exagerare evidentă în lucrare prin aceea că ecuaţiile de funcţionare se retranscriu de fiecare dată în toate sistemele de coordonate, de unităţi relative, pentru fiecare maşină cu sau fără înfăşurări de amortizare mono, bi, tri sau polifazate. Procedînd astfel, lucrarea n-a exploatat avantajele introducerii mărimilor reprezentative cu ajutorul cărora procesele electromagnetice se reprezintă simplificat.

Este discutabilă folosirea în lucrare a unor notaţii diferite de cele folosite în literatura mondială de specialitate pentru sistemele de coordonate cunoscute în teoria modernă a maşinilor electrice.

Volumul, exagerat de mare, ocupat de expunerea repetată a formalismului matematic este în dauna expunerii aspectului fizic al proceselor, cum şi a examinării unor cazuri concrete de regimuri tranzitorii.

În afară de titlu, lucrarea nu conţine nici o problemă specifică funcţionării maşinilor electrice folosite în industria navală, astfel încît poate fi utilizată de toţi cei ce sînt interesaţi de teoria generală (modernă) a maşinilor electrice de curent alternativ.

V. N. Nedelcu

REFERATE

CZ 621. 313 *Mașini electrice*

CZ 621. 313. 32. 016. 3. 001. 2

R u e l l e, G. și H e u i l l a r d, J. F. **Contribuții la studiul teoretic al puterii maxime a alternatoarelor** (Contributions à l'étude théoretique de la puissance maximale des alternateurs). In: Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 7—8, iulie-august 1965, p. 599—608, 9 fig.

După definirea noțiunii randamentului polului, randamentului întrefierului și randamentului statorului se caută condiția optimă privind partea de flux și amperspirele rotorului, pe de o parte, și expresia puterii active la borne în funcție de curentul de excitație, pe de altă parte. Pentru gama actuală a generatoarelor turbo și hidro și bulb se constată — la o geometrie constantă a mașinii — evoluția puterii în funcție de amperspirele de pe rotor. Luîndu-se în considerare procedeele de răcire adaptate pentru mărirea densității curentului, se arată că grupul bulb nu necesită un alt procedeu de răcire decît aerul comprimat, grupul turbo alternator se pretează la răcirea cu apă și chiar prin criogenie. Pentru alternatoare la care s-au ales curenți rotorici puternici, reactanța tranzitorie se plafonează. Pînă în prezent ridicarea puterii unitare s-a realizat prin modificarea volumului alternatorului și a puterii pe unitatea de volum. Astfel, s-a ajuns ca pentru grupul de 600 MW să se atingă un volum de 8,95 m^3 și 74,5 MVA/m^3. Prin folosirea apei ca agent de răcire sau prin aplicarea tehnicii criogene se poate merge și la puteri unitare mai mari.

Autorul studiază posibilitățile de mărire a puterii unitare a alternatoarelor prin schimbarea sistemului de răcire. S-au urmărit două aspecte, și anume:

1. Fiind dat un rotor cu o geometrie constantă care poate suporta un curent impus de sistemul de răcire, care va fi puterea maximă ce o poate da rotorul pus într-un stator adecvat, ținînd seamă de factorul de putere și de reactanța sincronă?

2. Fiind dat același rotor cu o geometrie invariabilă la care se pot adopta diverse sisteme de răcire ce permit ridicarea curentului rotoric, care va fi puterea maximă a mașinii în noile condițiuni?

Plecînd de la aceste deziderate, autorul definește o serie de noțiuni cu care operează (randamentul polului și al întrefierului), arătînd modul de variație și aportul fiecăruia la mărirea puterii unitare a mașinilor electrice. Astfel, pentru grupul bulb nu se recomandă un sistem de răcire suplimentar pentru rotor decît folosirea apei distilate.

În cazul turboalternatoarelor se justifică adoptarea unei răciri speciale a rotorului prin procedee criogene care înlesnesc creșterea rapidă a puterii unitare.

A. C.

CZ 621. 313. 32—81. 013. 82

M a u r y, F. **Interesul de dezexcitare rapidă a turboalternatoarelor** (Intérêt de la désexcitation rapide des turbo-alternateurs). In: Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 7—8, iulie-august 1965, p. 589—597, 15 fig.

Perspectivele turboalternatoarelor cu dispozitive de excitație prin redresoare cu semiconductoarele pun problema studierii noului sistem de excitație și dezexcitație rapidă a mașinilor de mare putere. Urmărindu-se cercetările recente, teoretice și experimentale realizate pe machete, s-a scos în evidență influența rapidității de dezexcitare asupra consecințelor economice, cînd apare un defect electric în alternator.

După prezentarea problemei se fac considerații asupra legilor de variație a curentului de defect în funcție de timp, dîndu-se o serie de diagrame de interes practic imediat.

Se studiază defectul punerii la masă a unei faze cu ajutorul machetei circuitului magnetic. Încercările experimentale în cazul unui defect bifazic s-au efectuat pe un stator machetat aparținînd unui alternator de mare putere montat într-o centrală electrică. Experiențele făcute arată că în cazul unui scurtcircuit bifazic, dezexcitarea naturală prin anularea tensiunii de excitație se preferă celei rapide, în special sub aspectul inconvenienților economice. Dezexcitarea rapidă poate duce, în cazul mașinilor de mare putere, la determinarea pieselor polare.

A. C.

CZ 621. 313. 333—585

S u r c h a m p, Y. **Unele aplicații ale semiconductoarelor la reglajul vitezei motoarelor asincrone** (Quelques applications des semiconducteurs au reglage de la vitesse des moteurs asynchrones). In: Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 7—8, iulie-august 1965, p. 573—588, 21 fig.

Se studiază diverse procedee privitoare la folosirea semiconductoarelor pentru reglajul vitezei motoarelor asincrone. Procedeele constau în modificarea tensiunii de alimentare cu ajutorul tiratroanelor cu siliciu propice pentru motoare de puteri sub 2 kW. Pentru motoarele de putere medie (2—150 kW) este mai avantajos să se aplice procedeul de reglare prin recuperare electrică. Pentru motoarele de mare putere, în scopul asigurării unei puteri constante, este de preferat reglajul prin recuperarea mecanică. Utilizarea acestor procedee înlesnește îmbunătățirea performanțelor motoarelor asincrone, care devin comparabile cu cele ale motoarelor de curent continuu.

În articol se tratează următoarele probleme:

1. Prezentarea proprietăților și a ecuațiilor mașinilor asincrone.

2. Reglajul vitezei prin modificarea tensiunii de alimentare.

3. Reglajul vitezei prin modificarea impedanței secundarului.

4. Reglajul vitezei prin recuperarea energiei.

Pentru fiecare procedeu se indică schema utilizată.

A. C.

CZ 621. 791. 052

J. M. **Résultats de l'industrie nucléaire britannique** (Rezultatele industriei nucleare engleze). In: Science et Progrés, nr. 3357, 1965, p. 9.

„Atomic Energy Authority" din Anglia a publicat, în decembrie 1964, anumite date din activitatea mai îndepărtată și mai recentă a industriei nucleare engleze. S-a arătat, de exemplu, că uzina din Springfield specializată în fabricarea elementelor combustibile în care uraniul este învelit într-un aliaj de magneziu, a realizat o producție de un milion de elemente. Această cantitate corespunde la circa 10 000 t uraniu natural, a cărui valoare de combustibil după tehnica curentă, este egală cu aceea a cantității de 70 000 000 t de cărbuni.

Pe de altă parte, la reactorul de neutroni rapizi din Dounreay s-a încheiat o perioadă lungă (de 70 de zile) de funcționare, în cursul căreia s-a realizat o putere termică de 58 MW și o putere electrică de 13,5 MW. Prețul de cost al combustibilului a fost scăzut cu 20% în raport cu perioada precedentă de funcționare. În total Dounreay a dat în cei doi ani de existență 77 000 000 kWh, din care 52 000 000 kWh au trecut în rețeaua regiunii de nord (Ecosse). Aceste performanțe se pot înregistra cu interes, deoarece ele dovedesc că reactorul a învins anumite greutăți inerente structurii sale și mai ales sistemului de răcire cu metale lichide. Totuși nu trebuie pierdut din vedere că rolul acestui reactor a fost, înainte de toate, cel experimental. Ca și modelele similare existente în S.U.A. și U.R.S.S. și de curînd în Franța, el este destinat a deschide drumul pentru unități mai mari de producție, în care valoarea de conversiune a uraniului ^{238} în plutoniu ^{239} va fi mai mare de 1. La ora actuală eforturile sînt îndreptate spre punerea la punct a tehnicilor care vor permite realizarea unui superregenerator, ceea ce nu s-a putut realiza pînă acum.

I. P.

CZ 621. 327. 71. 004. 6

Cahen, I. **Lămpile cu incandescență. Aspecte teoretice și practice privind durata de viață** (Les lampes à incandescence. Aspects théoriques et practiques des questions de durée de vie). In : Revue générale de l'électricité, tom **74**, nr. 7—8 iulie-august 1965, p. 649—662, 8 fig.

Lămpile cu incandescență pentru iluminatul general au o utilizare curentă și sînt considerate în exploatare ca cele mai simple aparate. Această simplitate are un mare neajuns care se resimte încă în fabricație, și anume este dificilă realizarea unei iluminări maxime la o durată de viață cît mai lungă. Se spune că autorul a rezolvat, în mare parte, contradicția dintre durata de viață și iluminarea maximă, dar nu se expun decît unele aspecte. Se expun aspectele teoretice și se dau unele răspunsuri la problemele de ordin practic, în special în privința filamentului de tungsten. Pe baza probelor statistice se arată care sînt cauzele ce scurtează durata de viață a lămpilor, propunîndu-se soluțiile de îmbunătățire a exploatării. Se dau caracteristicile lămpilor cu vid și gaz, cu spirală simplă și dublă. Se indică regulile practice privind corelarea unor mărimi cum ar fi : flux luminos, puterea absorbită, temperatura filamentului în funcție de tensiunea de alimentare, lungimea și diametrul filamentului etc. Se descrie procedeul de fabricație a filamenului de tungsten, scoțîndu-se în evidență aspectele cele mai interesante care se impun în cadrul procesului tehnologic.

A. C.

CRONICĂ

Consfătuirea tehnico-științifică în probleme de invenții

Oficiul de stat pentru invenții din Direcția generală pentru metrologie, standarde și invenții, a organizat în zilele de 18—19 noiembrie 1965 o consfătuire reușită. În cuvîntul de deschidere, tov. ing. C. Tuzu, director general, a scos în evidență importanța invențiilor în actuala fază de dezvoltare economică a țării și sarcinile ce revin autorilor invențiilor în sprijinirea realizării obiectivelor fixate de Congresul al IX-lea al P.C.R.

În continuare s-au expus următoarele comunicări cu caracter general privind invențiile :

Dr. Bela Ambruș : Invențiile și inovațiile în Republica Socialistă România.

După o scurtă paralelă între dezvoltarea societății, avînd ca element de bază evoluția uneltelor de producție, orînduirile sociale corespunzătoare și modul cum s-a dezvoltat dreptul de folosire a invențiilor, se arată succint situația invențiilor din România burghezo-moșierească. În urma victoriei revoluției socialiste, în țara noastră, datorită sprijinului din ce în ce mai mare acordat de partid și stat, a luat naștere o mișcare largă de invenții și inovații, a cărei creștere este dată în mod evolutiv.

Se arată însemnătatea socială, politică și economică a apariției titlului de protecție de tip socialist acordat pentru invenții (certificatul de autor). Se indică și creșterea activității organelor de stat în sarcina cărora revin reglementarea, îndrumarea și controlul în problemele de invenții și inovații. Se subliniază întărirea relațiilor internaționale ale țării noastre în domeniul proprietății industriale.

Lucrarea se încheie cu prezentarea cîtorva invenții mai valoroase.

Ing. Lucian Marinete și *ing. Ion Iacovachi* : Contribuția invențiilor românești la progresul general al tehnicii.

Referatul analizează tradiția dezvoltării tehnice din țara noastră și se ocupă cu lucrările românești care au făcut obiectul a numeroase brevete din diferitele domenii de activitate privind tehnica industriei de extracție petrolieră și rafinarea produselor petroliere, de aviație, termotehnică, de sonicitate, electricitate, agricultură etc.

În partea a doua a referatului se expun o serie de invenții românești, care au fost caracterizate ca atare de Oficiul de invenții din țara noastră după 23 August 1944 și se prezintă contribuția adusă de acestea la dezvoltarea industriei românești în condițiile create de regimul nostru democrat popular.

În plus, se citează o serie de realizări tehnice românești, materializate prin brevete, care reflectă activitatea de cercetare și noile ramuri industriale create în procesul de industrializare socialistă.

Ing. Eugen Pau : Procesul de examinare al invențiilor.

În referat se descrie procesul de examinare a invențiilor din punctul de vedere al noutății și progresului tehnic pe plan mondial, efectuat de către examinatorii din cadrul Oficiului de stat pentru invenții.

Din exemplele date rezultă nivelul ridicat de pregătire tehnică pe care trebuie să-l aibă examinatorii pentru a putea cuprinde problemele tratate în propunerile de invenții și pentru a putea formula concluzii juste asupra propunerilor examinate.

Din referat rezultă, de asemenea, importanța pe care o au colecțiile de descrieri de invenții pentru stabilirea stadiului mondial cel mai recent al tehnicii, cum și modul de interpretare a acestui material documentar în cursul procesului de examinare.

Comunicările următoare s-au grupat, oarecum arbitrar, pe domeniile :

— industria textilă, alimentară, tehnica medicală, cinematografică, mecanică, construcții de mașini, metalurgie ;
— chimie ;
— electrotehnică și electronică ;
— construcții și petrol.

În ședința de închidere s-au mai prezentat următoarele comunicări privind invențiile :

Ing. Eugen Vrabie : Literatura de brevete și căile de valorificare a ei ;

Ing. Claudiu Mătasă : Oponențe și contraargumentări la brevetarea în străinătate a unei invenții românești ;

Ing. Mihai Livescu : Comercializarea invențiilor românești ;

Dr. Bela Ambruș : Discuții pe marginea referatelor prezentate la Consfătuire.

Cuvîntul de închidere a fost rostit de *dr. Bela Ambruș*.

Comunicările cu caracter electrotehnic au fost, în rezumat, următoarele :

Ing. V. Dumitrescu, ing. C. Păun, și *ing. Ciulin Dan* : Nouă stație automată de protecție catodică a conductelor îngropate.

Se prezintă rolul stației automate de protecție catodică în protecția conductelor îngropate supuse acțiunii curenților de dispersie, se face descrierea ei și se scot în evidență noutățile pe care le prezintă în comparație cu alte stații automate străine. Se arată cîteva caracteristici principale ale unei stații industriale și criteriile după care au fost alese. În încheiere se scoate în evidență eficacitatea economică ce se obține prin aplicarea stațiilor automate în protecția catodică a conductelor îngropate din orașe și centre industriale.

Prof. ing. Corneliu Penescu : Un nou tip de releu de impedanță tranzistorizat cu caracteristică universală.

Se prezintă un releu de impedanță pentru protecția liniilor electrice de înaltă tensiune, care realizează prin calcul analogic oricare tip de caracteristică de funcționare. Releul oferă posibilitatea detectării exacte a locului defectului în linii și asigură o declanșare temporizată selectivă în caz de defecte, măsurarea impedanței pe baza valorii tensiunii și curentului la locul de instalare a releului făcîndu-se pe principiul comparației valorii măsurate cu o valoare de reglaj.

Ing. Ştefan Grosu: Elemente noi în reglajul sub sarcină al transformatoarelor.

Se arată unele elemente noi în domeniul reglajului sub sarcină al transformatoarelor, aşa cum rezultă din unele brevete de invenţie, publicate în străinătate sau în ţară. Elementele conţinute în aceste brevete duc la importante simplificări constructive, la micşorarea greutăţii şi gabaritului construcţiilor. S-au arătat şi unele realizări industriale obţinute pe baza acestora.

Prof. ing. Gh. Petrescu: Procedee moderne de executare a miezurilor de transformatoare din tole magnetice cu cristale orientate.

Avînd la bază un bogat material documentar constituit de numeroasele brevete înregistrate în ultimii ani în principalele ţări industriale, referatul face o prezentare a diferitelor procedee moderne de executare a coloanelor şi chiulaselor pentru circuitele magnetice ale transformatoarelor trifazate de putere, la care sînt folosite tole magnetice laminate la rece cu cristale orientate.

Avantajele deosebite pe care le prezintă folosirea acestor tole cu înalte caracteristici magnetice, privind permeabilitatea magnetică şi valoarea pierderilor în fier, cum şi numeroasele probleme pe care le ridică utilizarea acestor tole în construcţia miezurilor magnetice datorită orientării acestor proprietăţi după direcţia de laminare a tolelor au determinat o adevărată întrecere între principalele case constructoare de transformatoare, în vederea găsirii de soluţii, care să împace cît mai bine aspectele tehnice funcţionale cu consideraţiile tehnologice de fabricaţie.

Pentru a ţine pasul cu progresul tehnic în fabricaţia de transformatoare, industria din ţara noastră trebuie să tindă la utilizarea de tole magnetice cu cristale orientate, în acest domeniu existînd deja cinci propuneri de invenţii româneşti conţinînd soluţii interesante, care au fost brevetate şi în străinătate, Referatul a fost încheiat cu o analiză comparativă a diferitelor aspecte privind noile soluţii preconizate sau aplicate în fabricaţia miezurilor magnetice de transformatoare.

Ţinînd seamă de importanţa crescîndă a invenţiilor pentru industrializarea cu mijloace şi din rezerve proprii a ţării noastre, această manifestare o considerăm binevenită.

Acad. *Aurel Avramescu*

SCURTE ŞTIRI

Un nou strat izolator din praf de silicon combinat cu răşini epoxidice poate fi aplicat prin stropire sau pe cale electrostatică. El oferă o izolaţie rezistentă la temperatură şi umiditate, avînd o comportare bună chiar la un grad ridicat de umiditate. Grosimea stratului depinde de preîncălzirea materialului ce urmează să fie izolat şi de durata operaţiei de aplicare a prafului şi poate fi variată în limite mari. Se utilizează la izolarea bobinajelor, barelor colectoare şi la transformatoare.

Din ETZ-B, nr. 8, 1965.

Un nou cap de sudură automat, construit de o firmă franceză, este reglat prin tranzistoare, ceea ce asigură mai bine valoarea constantă a tensiunii arcului de sudură decît la vechile reglaje prin tuburi electronice.

Din ETZ-B, nr.8, 1965.

Cel mai puternic „laser" încărcat cu argon produce actualmente într-un aparat de alimentare de 12,5 kW o lumină verde-albăstruie de 7 W (randament 0,53‰). Se speră că în curînd, cu o sursă de energie de 100 kW (şi un „laser" corespunzător) să se obţină lumină cu o putere de 15 kW şi să se ajungă la o putere luminoasă de 100 W.

Din ETZ-B, nr. 10, 1965.

S-a construit în S.U.A. o baterie, care furnizează energie electrică ieftină cu ajutorul bacteriilor. Această aşa-numită „dublă celulă" ar putea furniza, teoretic, curent electric timp de 50 de ani. O pastă formată din coji de orez, amestecată cu apă, serveşte bacteriilor ca hrană. Acest amestec constituie electrolitul bateriei, iar ca electrozi se utilizează tablă de cupru şi de aluminiu.

Din Elektrie, nr. 6, 1964.

În R.F.G. s-a realizat o maşină complet automată pentru tăierea materialelor semiconductoare (germaniu, siliciu), precum şi a altor materiale dure (cuarţ, materiale ceramice etc.). Grosimea minimă ce poate fi tăiată este de 0,254 mm, iar cu o precizie a paralelismului, pînă la 0,005 mm.

Din Elektrie, nr. 6, 1964.

Un ciocan de lipit foarte mic, realizat recent în R.F.G., consumă 16 W, nu necesită transformator de racord la reţea, cîntăreşte 30 g, are un cablu de alimentare foarte sensibil, iar vîrful de sudură este încălzit din interior.

Din Electrie, nr. 6, 1965.

Patru centrale cu energie nucleară, cu o capacitate totală de 5000 MW, intenţionează să construiască Marea Britanie pînă în anul 1975. Noul „program pentru energie atomică" al guvernului, care se extinde pe perioada 1970—1975, prevede că se vor construi, în primii patru ani, două centrale a 1000 MW cu cîte două reactoare; în anii 1973—1975 se va construi a treia centrală cu două reactoare de 500 MW şi un reactor de 1000 MW, iar în 1974—1975 va urma a patra centrală cu două reactoare de cîte 500 MW.

Din Regelungstechnik **12**, nr. 12, 1964, p. 559.

Un nou material plastic bun conducător, denumit „Polymers", a fost realizat în laboratorul de cercetări al Întreprinderii General Electric. Noul material se poate livra în stare lichidă şi se întăreşte la temperatura camerei. Datorită bunei sale conductivităţi, poate avea un mare viitor în electronică, fiind foarte potrivit pentru fabricarea circuitelor imprimate.

Din Regelungstechnik **12**, nr. 12, 1964, p. 559.

Ciocan de lipit cu temperatura reglabilă. În comerţ au apărut ciocane de lipit pentru joasă tensiune, cu regulator de temperatură. Ele au înglobat în vîrful de lipit al ciocanului un traductor termic. Acesta, împreună cu un arc de tracţiune, acţionează ca un magnet permanent cu comandă termică, în funcţie de temperatura aliajului de lipit (220 pînă la 400°C), asupra întreruptorului de reţea, care se află montat în mînerul ciocanului.

Ciocanele se livrează cu sau fără transformator; se pot mînui cu multă uşurinţă, avînd forma unui condei cu vîrfuri de lipit subţiri, care pot fi schimbate şi care permit lipirea în spaţii înguste. Rezistenţa minimă de izolaţie între părţile conductoare ale ciocanului şi cele izolate este de 10 MΩ, evitîndu-se astfel avarierea semiconductoarelor sensibile la căldură sau la curenţi.

Puterea ciocanului este de 60 W.

Din Elektrotechnik Industrie Betrieb **46**, nr. 34, dec 1964, p. 641.

TEMATICA PE ANUL 1966

1. ELECTROTEHNICA GENERALĂ

1.1. Introducerea metodelor noi de calcul în electrotehnică.
1.2. Adaptarea mașinilor de calcul electronice, analogice și cifrice în problemele specifice.
1.3. Stabilirea structurii. Semiconductoare. Soluțiile constructive și tehnologice de fabricație a celulelor din Se și Si. Aplicațiile redresoarelor cu semiconductoare în electrotehnică.
1.4. Aplicații moderne ale efectului Peltier. Pile termoelectrice.
1.5. Teoria generală a plasmei și domeniile de utilizare în știință și tehnică. Utilizarea plasmei în tehnologie.
1.6. Invenții și inovații în electrotehnică.

2. INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

2.1. Asimilarea de serii unitare moderne cu parametri ridicați în fabricația curentă. Principii de calcul tehnico-economic. Proiectarea și construcția elementelor seriei.
2.2. Îmbunătățirea calității produselor prin proiectări, alegerea și controlul eficace al calității materialelor și al procesului de fabricație.
2.3. Introducerea mecanizării și automatizării în procesele tehnologice ale producției. Linii automate de prelucrat repere de serie.
2.4. Fabricația în mare serie a bunurilor de larg consum electrotehnice.
2.5. Problemele exportului de utilaj electrotehnic.

3. MAȘINI ELECTRICE

3.1. Activarea răcirii prin ventilație. Îmbunătățirea răcirii cu apă, cu ulei. Metode de calcul și experimentări pentru evaluarea efectului de răcire.
3.2. Elaborarea unor metode de măsurare, stabilirea de măsuri pentru reducerea vibrațiilor și a zgomotului produs. Propuneri pentru mașinile de pe vehicule și din gospodării.
3.3. Pătrunderea undelor de impuls în mașini. Lămurirea fenomenelor fundamentale, elaborarea de metode și aparate de măsurare. Elaborarea de metode de defectoscopie pe bază de impulsuri și introducerea lor în fabricație.
3.4. Elaborarea, proiectarea, tehnologia și fabricația seriilor unitare de mașini asincrone. Serie de mașini asincrone cu poli comutabili dezvoltată din seria actuală de mașini asincrone normale. Serie unitară de mașini mari asincrone de 100—1 000 kW.
3.5. Mașini electrice speciale. Generatoare de medie frecvență. Mașini de sudură speciale, cu înfășurări imprimate.
3.6. Reglajul automat al tensiunii generatoarelor sincrone. Metode și scheme de reglare cu și fără excitatoare.
3.7. Dimensionarea și construcția mașinilor cu porniri și inversiuni frecvente.

4. TRANSFORMATOARE

4.1. Forțarea răcirii transformatoarelor mari, cu aer și cu ulei. Construcția răcitoarelor cu randament mare.
4.2. Stabilitatea transformatoarelor electrice la scurtcircuit.
4.3. Stabilitatea la impulsuri de tensiune. Repartizarea tensiunii de impuls pe înfășurări în diferite conexiuni.
4.4. Coordonarea și reducerea degresivă, progresivă a izolației. Scăderea nivelului de izolație internă.
4.5. Seria unitară de transformatoare cu bobinaj de aluminiu. Principii de dimensionare optimă.
4.6. Transformatoare uscate, antideflagrante, antiexplozive. Metode de proiectare, experimentări pe modele.
4.7. Reglajul sub sarcină a transformatoarelor și autotransformatoarelor. Soluții constructive.
4.8. Comportarea transformatoarelor cu tole texturate.
4.9. Transformatoare de încercare la înaltă tensiune.

5. REDRESOARE

5.1. Redresorul cu siliciu simplu și comandat. Performanțe, fabricare, experimentări, utilizări.
5.2. Redresorul cu carbură de siliciu. Proprietăți.

6. MATERIALE ELECTROTEHNICE

6.1. Aluminiul ca înlocuitor al cuprului în electrotehnică. Aliaje din Al turnate, cu conductibilitate termică mare.
6.2. Aliaje rezistive. Posibilitățile de fabricare în țară.
6.3. Cabluri și conductoare izolate. Tehnologie. Proprietății.
6.4. Izolanți superiori. Mică, micabandă, micafoliu. Materiale plastice noi. Elaborarea, tehnologia, proprietățile și utilizările materialelor expoxidice, poliesterice etc.
6.5. Turnarea în rășini epoxidice a bobinajelor și izolatoarelor.
6.6. Izolatoare-clopot din sticlă călită. Performanțe, economii.
6.7. Stabilitatea uleiurilor în condiții de exploatare.
6.8. Proprietățile și tehnologia prelucrării tolei texturate.

7. ECHIPAMENTUL REȚELELOR ELECTRICE

7.1. Stații și posturi cu celule prefabricate.
7.2. Normalizarea unui sistem de panouri de joasă tensiune.
7.3. Contactoare moderne. Studii și experimentări privind cinematica și comportarea la solicitări de durată.
7.4. Condensatoare. Soluții constructive noi.
7.5. Întreruptoare de înaltă tensiune. Performanțele camerelor de stingere elementare. Conexiunea și compunerea din elemente. Comparația tipului cu ulei puțin și cu aer comprimat. Comportarea în rețea.
7.6. Serii unitare de siguranțe fuzibile : cu bușon, rapide și cu întîrziere. Dimensionarea fuzibilului.
7.7. Descărcătoare cu rezistență variabilă cu suflaj magnetic. Teoria și eficacitatea suflajului magnetic.
7.8. Regulatoare de putere și frecvență în sisteme electrice. Studiul teoretic al comportării la transfer. Reglajul tensiunii și curentului cu amplificatoare magnetice.

8. MĂSURĂRI ELECTRICE

8.1. Oscilografe. Descrierea funcționării, aplicații speciale la înregistrarea fenomenelor tranzitorii rapide.
8.2. Sonde Hall pentru măsurarea curenților, puterii etc.
8.3. Aparate numerice de măsură.
8.4. Măsurarea variației cuplului mașinilor asincrone.

9. UTILIZĂRI

9.1. Tracțiunea electrică și Diesel electrică. Sistemul cu frecvență industrială în firul de cale. Scheme electrice.
9.2. Acționări electrice moderne, cu comandă automată statică (cu semiconductoare și amplificatoare magnetice).
9.3. Electrochimia. Electroliza industrială. Instalații de alimentare cu curent continuu. Microacumulatoare.
9.4. Aparate electrotermice casnice, construcții moderne și performanțe. Cuptoare electrice, tipuri moderne. Funcționare și reglare automată.
9.5. Iluminatul electric modern cu lămpi fluorescente. Scheme pentru conectarea și gruparea tuburilor.

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.042 ; 538.2

Maschek, G. și *Sandner, W.* : **Metodă pentru determinarea armonicilor curentului de magnetizare pe baza curbei de magnetizare.** In : Elektrie **89**, nr. 4, apr 1965, p. 190—194, 10 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.3.042.2.048.2

Muhlinghaus : **Izolarea tolelor electrice.** In : Elektrotechn. Zeit. ETZ-B **17**, nr. 3, 29 ian 1965, p. 49—52, 1 fig.

CZ 621.3.045 ; 537.312.62

Lange, F. : **Materialele supraconductoare și aplicațiile lor în tehnica curenților tari.** In : Elektrie **89**, nr. 4, apr 1965, p. 176—182, 13 fig., 2 tab., 11 ref. bibl.

CZ 621.311 CENTRALE ELECTRICE. INSTALAȚII DE ALIMENTARE CU ENERGIE ELECTRICĂ

CZ 621.311.47 ; 620.316.92 ; 621.382.3

Biriukov, A. V. ș. a. : **Sisteme de protecție fără contacte echipate cu tranzistoare pentru instalații complexe de distribuție de 6—10 kV.** In : Elektrotehnica, nr. 4, apr 1965, p. 7—11, 7 fig., 1 tab.

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.2—181.4 ; 621—52

Lodocinikov, E. A. ș. a. : **Noi tipuri de mierorotoare de curent continuu cu stabilizarea vitezii de rotație.** In : Elektrotehnika, nr. 4, apr 1965, p. 29—31, 6 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.333—573

Menkov, B. V. : **Determinarea duratei de pornire a motoarelor asinerone.** In : Elektrotehnica, nr. 4, apr 1965, p. 31, 1 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.21.017.31

Hesselbach, H. : **Reducerea pierderilor electrice în tabla de transformator.** In : Elektrotehnik **47**, nr. 9, martie 1965, p. 149—151, 1 tab.

CZ 621.314.222 ; 621.382.3

Kondor, T. : **Transformatoare de tensiune echipate cu tranzistoare.** In : Elektrotechnika **58**, nr. 4, apr 1965, p. 158—163, 16 fig.

CZ 621.314.263 ; 621.33

Dolaberidze, G. P. : **Transformarea curentului continuu în curent alternativ de freevență reglabilă pentru tracțiunea electrică.** In : Elektrotechnika, nr. 4, apr. 1965, p. 58—63, 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTORI. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII

CZ 621.315.5.001.24 ; 621.315.611

Zaharinta, V. P. ș. a. : **Metoda aproximativă de calcul al capacităților unui sistem de conductori amplasați într-un strat dielectric.** In : Izv.VUZ Elektromehanika **8**, nr. 3, martie 1965, p. 247—253, 2 fig., 4 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.315.6.004.7

Kaikov, S. M. și *Tikin, A. M.* : **Metoda de determinare a duratei de serviciu a izolației, în cazul unei tensiuni creseătoare în mod continuu.** In : Radiotehnika **20**, nr. 3, martie 1965, p. 54—59, 3 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.315.611

Slavcev, D. : **Succese obținute în obținerea micii sintetice.** In : Elektroenerghiia **16**, nr. 2, feb 1965, p. 30—31, 1 tab., 5 ref. bibl.

SOMMAIRE

CD 621.3.011.2 : 537.312.62

Popescu, C. et *Lefter, C.* : **La sureonductivité.**

Electrotehnica, 14, no. 1, jan. 1966, p. 1–7

On présente une information concernant le phénomène de surconductivité aux températures basses, en insistant sur les applications théoriques possibles de ce phénomène dans l'industrie électrotechnique et dans l'industrie énergétique.

CD 621.313.333.042.3.001.24

Drăgănescu, O. et *Galbenu, Gh.* : **L'influence de l'inclinaison de l'entaille du rotor sur les performances du moteur asynchrone.**

Electrotehnica 14, no. 1, jan. 1966, p. 7–10

Basé sur une étude expérimentale, on montre que l'inclinaison de l'entaille du rotor, dans le cas de certains types de moteurs asynchrones à barres élevées, produit une selle importante sur la caractéristique mécanique. De même, on constate un accroissement des pertes supplémentaires pendant le fonctionnement à vide sous charge. Ces résultats ont été obtenus lorsque l'entaille était ouverte aussi bien que lorsqu'elle était à moitié fermée.

CD 621.318.321.045.56.001.24

Hortopan, Gh. et *Titz, Gh.* : **Le calcul de la spire en court-circuit des aimants électriques à courant alternatif.**

Electrotehnica 14, no. 1, jan. 1966, p. 11–20

En partant de l'observation faite par Kübler, concernant la nécessité de considérer certaines forces moyennes et minimes aussi grandes que possibles et tenant compte aussi de la valeur de la force oscillante des aimants électriques de courant alternatif et à spire en court-circuit, on décrit des méthodes générales de calcul pour la spire en court-circuit.

Ces méthodes peuvent être appliquées aux aimants électriques de forme U/1, U/2, U/3, T et E, ce qui veut dire qu'elles comprennent toute la gamme des aimants électriques utilisés couramment pour la construction des appareils électriques.

CD 621.375.3 ; 621.318.435.3.001.24

Stoica, A. : **Les particularités du fonctionnement des systèmes de compensation magnétique automatiques précisées à l'aide des points spéciaux du plan des phases.**

Electrotehnica 14, no. 1, jan. 1966, p. 20–28

RUBRIQUE DU JEUNE INGENIEUR

CZ 621.317.32.018.12

Popescu, P. et *Slapciu, G.* : **Méthodes de décalage de la phase des tensions et des courants électriques en régime monophasé.**

Electrotehnica 14, nr. 1 jan. 1966, p. 28–31

COMPTES RENDUS 31–32

EXTRAITS 33–34

CHRONIQUE 34–35

BREVES NOUVELLES 35

CONTENTS

CD 621.3.011.2 : 537.312.62

Popescu, C. and *Lefter, C.* : **The superconductivity.**

Electrotehnica, 14, nr. 1, jan. 1966, p. 1–7

Some information is given concerning the superconductivity at low temperatures insisting on the possible theoretical applications of this phenomenon in the electrotechnical and energetic industry.

DC 621.313.333.042.3.001.24

Drăgănescu, O. and *Galbenu, Gh.* : **The influence of the inclination of the rotor slot on the performances of asynchronous engines.**

Electrotehnica 14, nr. 1, jan. 1966, p. 7–10

It is shown on the basis of an experimental study that the inclination of the rotor slot in certain types of asynchronous engines with bars produces an important saddle on the mechanical characteristic. An increase of the additional load and no-load losses has also been recorded. These results have been obtained with both open and semiclosed slots.

DC 621.318.321.045.56.001.24

Hortopan, Gh. : **The calculus of the short-circuit turn in alternating-current electromagnets.**

Electrotehnica 14, nr. 1, jan. 1966, p. 11–20

Starting from Kübler's observation concerning the necessity of considering medium and minimum forces as high as possible and taking also into account the value of the oscillating force in the alternating-current electromagnets with short-circuit turns, some general calculation methods are suggested for short-circuits turns. These methods are extended to the electromagnets of the U/1, U/2, U/3, T and E type i.e. to the electromagnet range commonly used in the construction of electric appliances.

DC 621.375.3 ; 621.318.435.3.001.24

Sloica, A. : **Some working peculiarities of the automatic magnetic compensation systems established by means of special points in the phase plane.**

Electrotehnica 14, nr. 1, jan. 1966, p. 20–28

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.317.32.018.12

Popescu, P. and *Slapciu, G.* : **Shifting methods of the voltage and electric current phase in single-phase regime.**

Electrotehnica 14, nr. 1, jan. 1966, p. 28–31

REVIEWS 31–32

ABSTRACTS 33–34

CHRONICLE 34–35

BRIEF NEWS 35

CZ 621.315.615.2

Hornsky, E. A. şi *Patterson, E. A.*: **Un nou criteriu de apreciere a tendinţei de degajare de gaze de către uleiuri izolante.** In: Proc. I.E.E. **112**, nr. 3, martie 1965, p. 590—596, 12 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.13.072.2 ; 373.632.006.25

Sauer, G. H.: **Reglarea tensiunii la reţelele trifazate de experimentare.** In: Elektrotechn. Zeit. ETZ-B **17**, nr. 3, 29 ian 1965, p. 54—58, 6 fig.

CZ 621.316.34.027.6

Heilmann, W.: **Instalaţiile de distribuţie de înaltă tensiune în construcţie miniaturizată.** In Elektrotechnik **47**, nr. 12, apr 1965, p. 226—229, 9 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.316.5 ; 521.311.4

Hegger, W.: **Utilizarea întreruptoarelor de sarcină de volum redus, în staţiile cu tensiune de izolare de 20 kV.** In: Elektr. Wirtsch. **64**, nr. 8, apr 1965, p. 197—201, 12 fig.

CZ 621.316.57 ; 621.316.925

Seck, A.: **Reglarea fără fuzibile sau cu cîteva fuzibile.** In: Elektrotechn. Zeit. ETZ-B **17**, nr. 11, 21 mai 1965, p. 317—322, 6 fig., 2 tab.

CZ 621.316.933

Ivatik, E. E.: **Metoda încercărilor combinate de descărcătoare cu semiconductori.** In: Elektrotechnika, nr. 4, apr 1965, p. 49—53, 5 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURĂRILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.335 ; 621.319.4

Vederkin, A.: **Aparat pentru măsurarea capacităţii condensatoarelor.** In: Radio, nr. 4, apr 1965, p. 51—52, 2 fig., 1 tab.

CZ 621.317.39.082.722 ; 621.318.1

Bokrinskaia, A. A.: şi *Komlik, V. V.*: **Traductoare convertoare de tip capacitiv, cu ferită.** In: Izv. VUZ Radiotehnika **8**, nr. 1, ian-feb 1965, p. 105—108, 7 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.317.39.082.75 ; 681.121

Voronkov, G. I. ş. a.: **Traductor electrotehnic pentru măsurarea vibraţiilor şi a greutăţii.** In: Elektrotehnika, nr. 4, apr 1965, p. 24—25, 4 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.317.421 ; 538.632

Weissmann, F. şi *Gens, W.*: **Aparat pentru măsurat inducţia magnetică cu generator Hall în calitate de sondă de măsurat.** In: Elektrie **19**, nr. 4, apr 1965, p. 194—197, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.318.1 ; 620.3.042

Psecenkova, G. V. şi *Skokov, A. D.*: **Aliaje magnetice pentru funcţionare la temperaturi înalte.** In: Elektricestvo **86**, nr. 4, apr 1965, p. 81—83, 5 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.4 ; 061.42 (43—227) „1965"

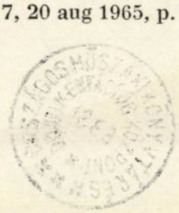
Raabe, H.: **Condensatoare de putere.** In: Elektrotechn. Zeit. ETZ-B **17**, nr. 13, 18 iun 1965, p. 396—399, 6 fig.

CZ 621.319.45

Thiel, E.: **Impedanţa condensatoarelor electrolitice cu hîrtie metalizată.** In: Radio Mentor **31**, nr. 4, apr 1965, p. 286—289, 11 fig.

CZ 621.319.51

Petersen, C.: **Examinarea duratei de întîrziere la aprinderea eclatoarelor cu trei electrozi.** In: Elektrotechn. Zeit ETZ-A **86**, nr. 17, 20 aug 1965, p. 545—552, 17 fig., 14 ref. bibl.



MICM
ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

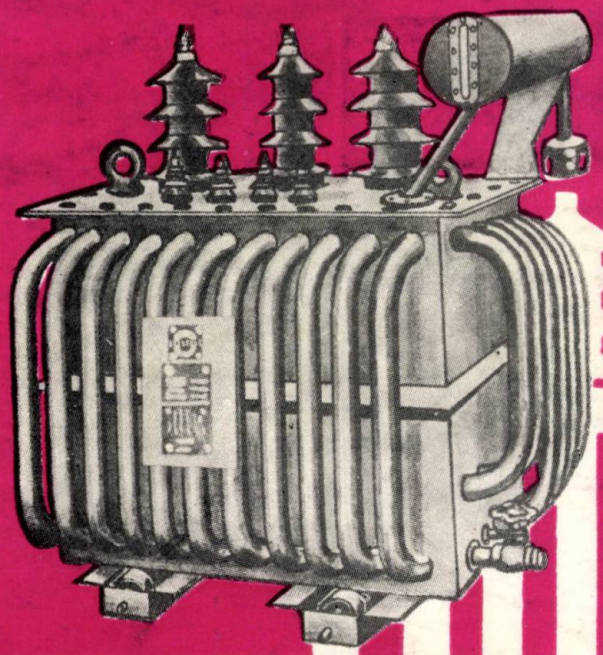
Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

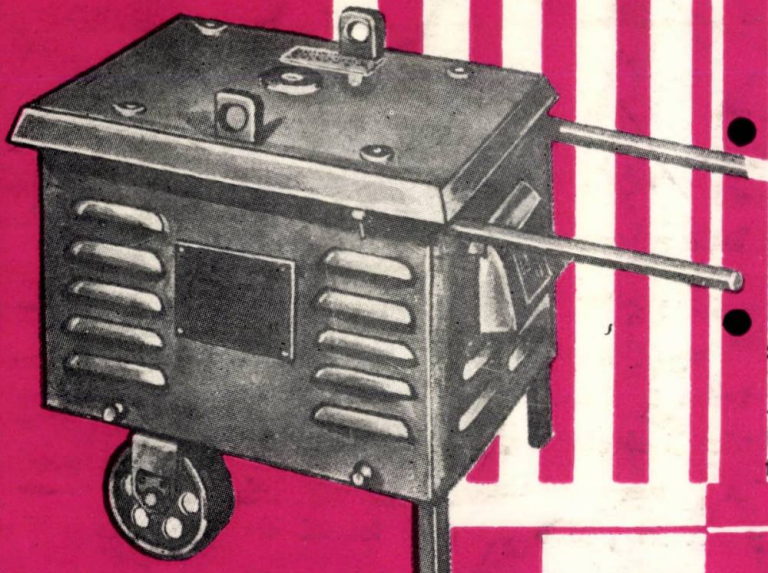
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

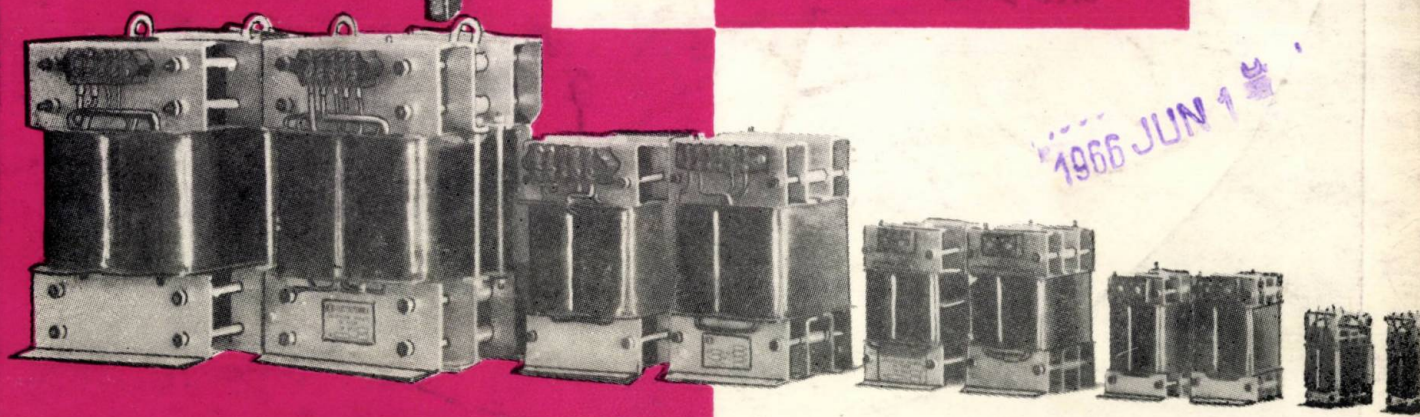
primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

ELECTROTEHNICA







EXECUTĂ

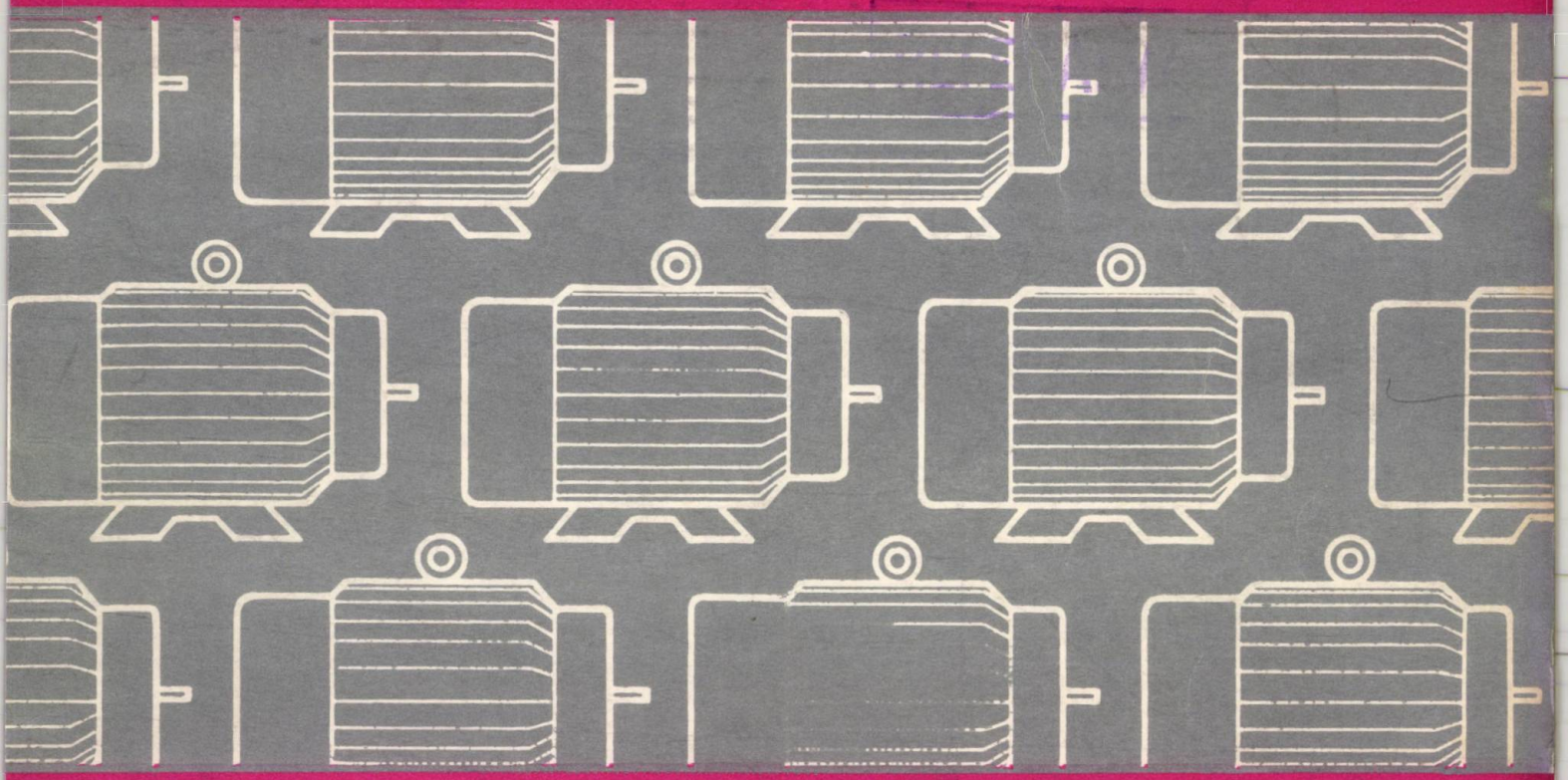
- **Transformatoare de forță în ulei:** gama de puteri 40—63—100 kVA, gama de tensiuni 6—20 kV, pierderi reduse, construcție rezistentă la scurtcircuit.
- **Transformatoare de sudură tip TASM—300:** curent de sudură reglabil în două trepte, 75—230 A și 220—480 A; tensiune de alimentare 220 V, 380 V sau 500 V, tensiune de lucru 32 V
- **Seria unitară de amplificatoare magnetice** cu o înfășurare de comandă (tip AMSU) și cu două înfășurări de comandă (tip AMD) pentru automatizări și acționări electrice, puteri 11 VA—90 kVA, tensiuni 24—500 V
- **Echipament electric pentru filtre electrostatice** utilizate la reținerea particulelor în suspensie în fabricile de ciment, de produse refractare, de acid sulfuric, la centrale electrice etc.; tensiune continuă 80 kV, curent continuu 400 mA.

1966 JUN 1

E 2040

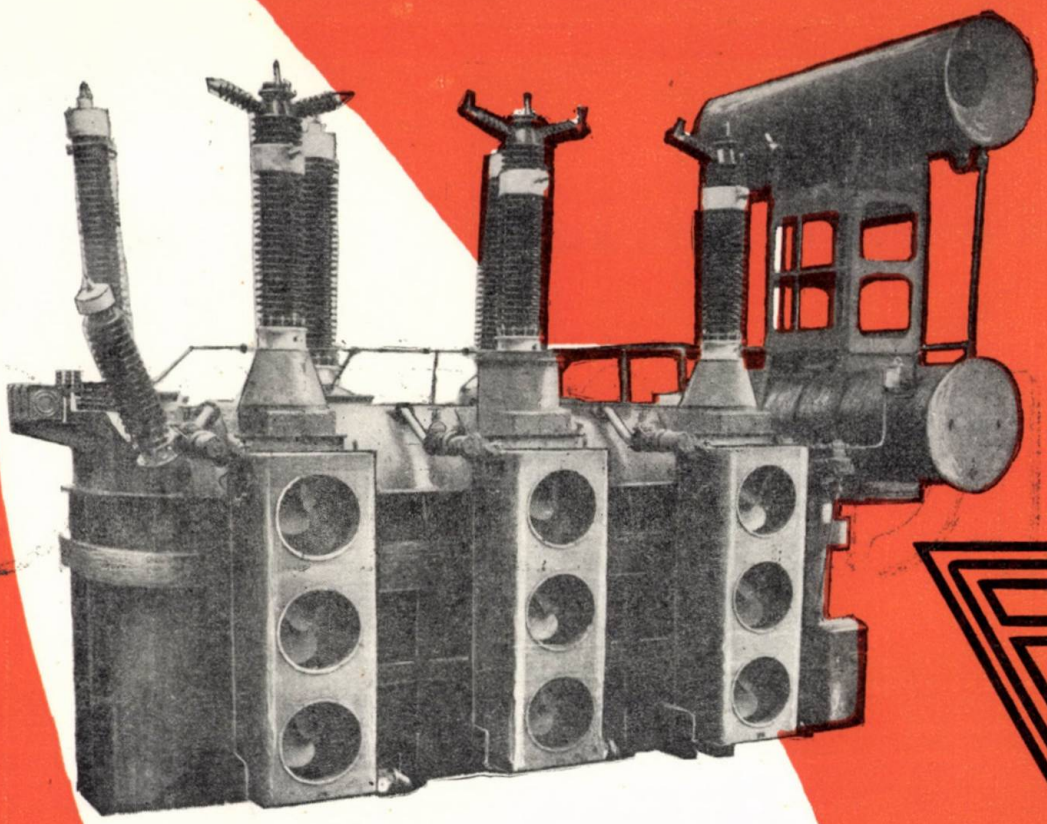
R

ELECTROTEHNICA



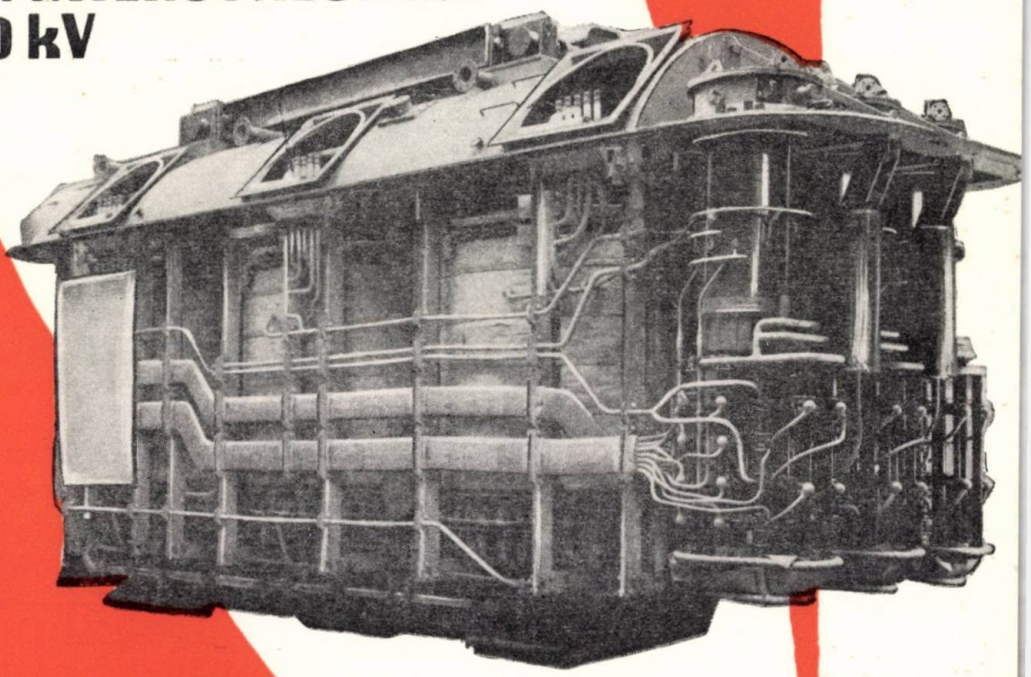
ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 14 • NR. 2 • FEBRUARIE 1966

2



pentru sistemul energetic național :

AUTOTRANSFORMATOARE
DE REGLAJ ȘI INTERCONECTARE
pînă la 220 kV



fabrică

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

MŰSZAKI EGYETEM 1283

ELECTROTEHNICA

Anul 14 nr. 2, p. 37—72 februarie 1966

CUPRINS

CZ 621.313.1.017.7.001.24

Şofan, E. şi *Marinescu, M.* : **O metodă pentru predeterminarea prin calcul a încălzirii maşinilor electrice rotative în regim staţionar.**

Electrotehnica 14, nr. 2, febr 1966, p. 37—45

Se prezintă un grup de formule originale pentru predeterminarea prin calcul a încălzirii maşinilor electrice rotative. Se arată premisele şi calea urmată pentru stabilirea formulelor în discuţie, iar la sfîrşit se arată, comparativ, rezultatele de calcul şi cele experimentale obţinute prin aplicarea lor în industrie.

CZ 621.315.612.6 + 621.315.616.96

Constantinescu, M. : **Ţesătură de terilenă şi ţesătură de sticlă lăcuite cu lac poliesteric.**

Electrotehnica 14, nr. 2, febr 1966, p. 46—50

Se tratează ţesăturile de terilenă şi cele de sticlă lăcuite cu lac poliesteric din punctul de vedere al proprietăţilor mecanice şi electrice.

CZ 621.326.7 : 628.961.004.15

Puşcaşu, S. : **Stadiul actual în obţinerea unor eficacităţi luminoase ridicate a izvoarelor luminoase.**

Electrotehnica 14, nr. 2, febr 1966, p. 51—53

Se arată care sînt principalele căi pe care se merge în vederea ridicării eficacităţii luminoase la izvoarele luminoase bazate atît pe fenomenul de descărcare în gaze, cît şi pe fenomenul de incandescenţă a filamentelor metalice.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.357.74.001.2

Parpală, V., Barozzi, D., Gavrilă, I., Bednar, V. şi *Viseroiu, R.* : **Studierea parametrilor lustruirii electrochimice a pieselor mici în tobe rotative.**

Electrotehnica 14, nr. 2, febr 1966, p. 53—55

Se studiază posibilităţile lustruirii electrochimice a pieselor cu dimensiuni reduse şi se scot în evidenţă avantajele mari ale acestei metode de prelucrare, comparativ cu metoda veche.

NOTĂ

CZ 621.315.21.017.7.001.2

Petrescu, P. : **Criterii pentru aprecierea rezistenţei la flacără a cablurilor electrice.**

Electrotehnica 14, nr. 2, febr 1966, p. 56—58

RECENZII 58—60

REFERATE 61—65

CRONICĂ 65—69

SCURTE ŞTIRI 69—71

EXPOZIȚIA COLECTIVĂ

ELVEȚIANĂ

— DE —

MAȘINI UNELTE

— ȘI —

APARATE DE PRECIZIE

BUCUREȘTI

22—31 MARTIE 1966

INTER-SOFEX S. A., ZÜRICH

Șoseaua Kiseleff nr. 32

Deschis :

10–14 pentru specialiști

14–19 pentru public

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.1.017.7.001.24

Шофан, Е. и *Маринеску М.:* **Метод предварительного определения нагрева вращательных электрических машин в стационарном режиме с помощью расчета.**

Electrotehnica **14,** nr. 2, февраль, 1966, стр. 37–45

Предлагается ряд оригинальных формул для предварительного расчета нагрева вращательных электрических машин. Показаны предпосылки и путь, избранный для разработки обсуждаемых формул, причем в заключение проводится сравнение между расчетными и экспериментальными результатами, полученными при их применении на производстве.

ДК 621.315.612.6 + 621.315.616.96

Константинеску, М.: **Териленовая и стеклянная ткань, лакированная полиэфирным лаком.**

Electrotehnica **14,** nr. 2, февраль, 1966, стр. 46–50

Рассматриваются механические и электрические свойства терилеповых и стеклянных тканей, лакированных полиэфирным лаком.

ДК 621.326.7 : 628.961.004.15

Пушкашу, С.: **Современное положение в области достижения повышенного эффекта освещаемости источников света.**

Electrotehnica **14,** nr. 2, февраль, 1966, стр. 51–53

Указываются основные пути повышения эффективности источников света, основанные на явлении разряда в газовой среде, а также на явлении накала металлических нитей.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.357.74.001.2

Парпалэ ,В., Барощи, Д., Гаврилэ, И., Беднар, В. и *Висерою, Р.:* **Изучение параметров электрохимической полировки мелких деталей во вращательных барабанах.**

Electrotehnica **14,** nr. 2, февраль, 1966, стр. 53–55

Рассматриваются возможности электрохимической полировки мелких деталей, причем отмечаются существенные преимущества данного метода обработки по сравнению со старым способом.

ЗАМЕТКА

ДК 621.315.21.017.7.001.2

Петреску, П.: **Критерии оценки устойчивости электрических кабелей к действию пламени.**

Electrotehnica **14,** nr. 2, февраль, 1966, стр. 55–58

РЕЦЕНЗИИ 58–60

РЕФЕРАТЫ 61–65

ХРОНИКА 65–69

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 69–71

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.313.1.017.7.001.24

Şofan, E. und *Marinescu, M.* : **Verfahren zur Vorausberechnung der Erwärmung bei rotierenden elektrischen Maschinen im Dauerbetrieb.**

Electrotehnica 14, H.2, Febr. 1966, S. 37–45

Es wird eine Gruppe neuartiger Formeln für die Vorausberechnung der Erwärmung bei rotierenden elektrischen Maschinen dargelegt. Es werden die Voraussetzungen und der Weg zur Aufstellung der betreffenden Formeln aufgezeigt und abschliessend die Berechnungsergebnisse mit den Versuchsergebnissen in der Industrie verglichen.

DK 621.315.612.6 + 621.315.616.96

Constantinescu, M. : **Terilengewebe und Glasfasergewebe mit Polyesterlackbezug.**

Electrotehnica 14, H.2, Febr. 1966, S. 46–50

Der Verfasser analysiert die mit Polyesterlack bezogenen Terilen- und Glasfasergewebe vom Standpunkt der mechanischen und elektrischen Eigenschaften.

DK 621.326.7 : 628.961.004.15

Puşcaşu, S. : **Der gegenwärtige Stand der Erzielung einer erhöhten Lichtausbeute der Lichtquellen.**

Electrotehnica 14, H.2, Febr. 1966, S. 51–53

Es werden die hauptsächlichen Wege im Hinblick auf die Erhöhung der Lichtausbeute der Gasentladungslampen und der Glühfadenlampen dargelegt.

FUR DEN JUNGINGENIEUR

DK 621.357.74.001.2

Parpală, V., Barozzi, D., Gavrilă, I., Bednar, V. und *Viseroiu, R.* : **Untersuchung der Parameter des elektrochemischen Polierens kleiner Werkstücke in Drehtrommeln.**

Electrotehnica 14, H.2, Febr. 1966, S. 53–55

Es wird die Möglichkeit eines elektrochemischen Polierens von Werkstücken geringer Abmessung untersucht und die grossen Vorteile dieses Verfahrens gegenüber dem alten Verfahren hervorgehoben.

KURZAUFSATZ

DK 621.315.21.017.7.001.2

Petrescu, P. : **Bewertungskriterien der Flammenfestigkeit elektrischer Kabeln.**

Electrotehnica 14, H.2, Febr. 1966, S. 56–58

BUCHBESPRECHUNGEN 58–60

REFERATE 61–65

CHRONIK 65–69

KURZNACHRICHTEN 69–71

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 2 București, februarie 1966

O metodă pentru predeterminarea prin calcul a încălzirii mașinilor electrice rotative în regim staționar

Eugen Șofan și Marilena Marinescu* — București

CZ 621.313.1.017.7.001.24

1. Prezentarea metodei de calcul

Considerații suplimentare. Problema predeterminării analitice a încălzirii mașinilor electrice rotative a preocupat pe cercetători de la începutul calculelor de dimensionare, deoarece, după cum se știe, valoarea încălzirii în diferitele părți ale mașinii este unul dintre factorii esențiali care determină limitele de putere ale acelei mașini electrice. Bazele unui calcul mai precis al încălzirii mașinilor electrice rotative se găsesc în cunoscutele tratate ale lui Richter [1]. Aceste baze sînt preluate și prelucrate de către alți autori [2], [3], [4].

Problema esențială este de a se găsi un compromis între exactitatea rezultatelor și volumul de muncă necesar. Din acest punct de vedere sînt în permanență posibile soluții noi într-o problemă care, în practica zilnică a activității de proiectare, își păstrează nealterată actualitatea.

În cele ce urmează se prezintă o asemenea soluție, prin care se încearcă, printr-un anumit mod de tratare a relațiilor fundamentale, să se obțină o simplificare substanțială a relațiilor de calcul, cu un sacrificiu neînsemnat al gradului de rigurozitate, în particular în comparație cu metoda indicată de Liwschitz, care face parte, după cum se știe, dintre metodele cele mai exigente.

Metoda se referă, de fapt, la situația în care se pot presupune cunoscuți toți parametrii geometrici, electrici și termici care determină valorile finale ale încălzirilor în diferitele părți ale organului supus calculului. Formulele stabilite se referă numai la cazul unui miez feromagnetic cu înfășurare repartizată în crestături axiale.

Relațiile de calcul conforme metodei preconizate. În figura 1 este reprezentată schematic

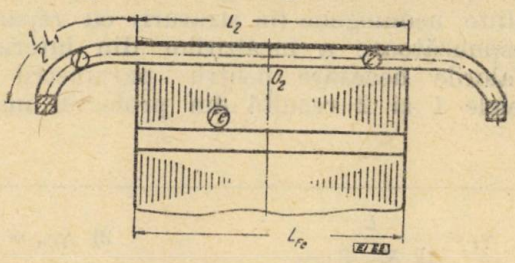


Fig. 1. Ansamblul tipic de conductoare de căldură supus calculului:
1 — capetele de bobine; 2 — cuprul din crestătură; Fe sau 3 — pachetul de tole.

structura unui asemenea ansamblu tipic la care se referă metoda preconizată. Există trei conductoare de căldură, notate cu *1* (capetele de bobine), *2* (cuprul din crestătură) și *3* sau Fe (fierul sau pachetul de tole). Acesta este, în general, cazul indușilor mașinilor electrice de curent continuu sau curent alternativ în execuția lor uzuală. În principiu, formulele pot fi adaptate și la alte cazuri (rotoare în colivie etc.). Pentru situația de referință indicată, parametrii care se presupun cunoscuți sînt dați în tabela 1. Semnificația notațiilor folosite și a unităților de măsură pentru mărimile pe care le reprezintă este dată în anexa 1.

Tabela 1

L	L_1	L_2	l_{Fe}	σ_{Cu}	S_N	Z	K_{Cu}	K_{Fe}	Λ_{1a}	Λ_{2a}	Λ_{2Fe}	Λ_{pa}	Λ_{Na}	ν_p	θ_{a1}	θ_{aN}	θ_{ap}	P_{1s}	P_{1j}	P_{2j}	P_{Fe}	ε	t_{med}

În cele ce urmează se prezintă deci o nouă metodă de calcul pentru predeterminarea încălzirii mașinilor electrice rotative în regim staționar și în cazul unei ventilații simetrice interioare a mașinii.

* Dr. ing. *E. Șofan* este cercetător științific principal la I.C.P.E, iar ing. *M. Marinescu* este cercetător științific la același institut.

Relaţiile pentru determinarea conductanţelor calorice exterioare totale, care intervin în tabela 1, sînt date în tabela 2. Valoarea acestor coeficienţi depinde de structura capotei izolante şi de condiţiile de transmisie a căldurii pe suprafeţele spălate de fluidul de răcire. În figura 2 este reprezentată structura unei capote izolante neomogene (în straturi) cu repartiţia corespunzătoare a încălzirilor din interior.

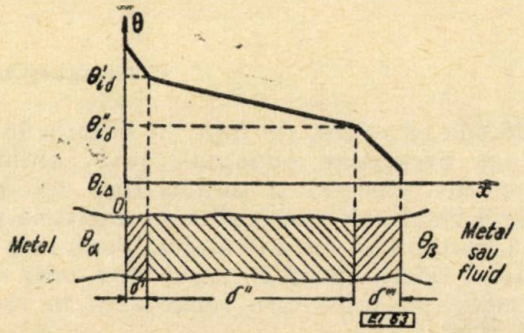


Fig. 2. Structura şi repartiţia încălzirii pentru o capotă izolantă neomogenă (în straturi).

Valorile necesare pentru parametrii din tabelele 1 şi 2 rezultă din proiectul maşinii electrice considerate, din tabele şi curbe pentru caracteristici de materiale, din rezultate experimentale etc. Relaţiile pentru determinarea încălzirilor care rezultă în conformitate cu valorile parametrilor din tabela 1 sînt date în tabela 3. Încălzirile care se pot determina pe această cale, încălziri măsurabile în principiu la platforma de încercări, sînt deci cele grupate în tabela 4. Relaţiile de calcul stabilite pentru determinarea acestor încălziri constituie principala contribuţie personală în cadrul temei tratate.

Metoda preconizată aici permite, de asemenea, calcularea cu destulă uşurinţă a unui bilanţ termic. Relaţiile necesare sînt date în tabela 5. Aceste relaţii permit determinarea fluxurilor calorice indicate în tabela 6. În figura 3 sînt indicate fluxurile calorice şi încălzirile din diferitele părţi ale ansamblului supus calculului.

Calculele necesare pentru determinarea valorilor parametrilor din tabela 1 pot fi denumite „calculul preliminar al încălzirii", cele pentru determinarea valorilor parametrilor din tabela 3 „calculul propriu-zis al încălzirii",

Tabela 2

$$\frac{1}{K_{i\Delta}} = \frac{\delta'}{K_i'} + \frac{\delta''}{K_i''} + \ldots + \frac{\delta_i^{(n)}}{K_i^{(n)}} = \sum \frac{\delta_i}{K_i}; \quad \frac{1}{\lambda_{\alpha\beta}} = \frac{1}{K_{i\Delta}} + \frac{1}{h_\beta}; \quad \Lambda_{\alpha\beta} = \lambda_{\alpha\beta} S_{\alpha\beta}$$

Tabela 3

1) $\gamma_1 = \dfrac{L_1}{12 K_{Cu} Z \sigma_{Cu}}$

2) $\gamma_{Cu} = \gamma_1 \dfrac{L}{L_1}$

3) $\gamma_{Fe} = \dfrac{l_{Fe}}{12 K_{Fe} S_N}$

4) $\Lambda_{\varepsilon 1} = \Lambda_{1a} - \varepsilon P_{1j}$

5) $\Lambda_{\varepsilon 2} = \Lambda_{2a} + \Lambda_{2Fe} - \varepsilon P_{2j}$

6) $\Pi_1 = P_{1s} + P_{1j} + \Lambda_{1a}\theta_{a1}$

7) $\Pi_2 = P_{2s} + P_{2j} + \Lambda_{2a}\theta_{aN}$

8) $\Pi_{Fe} = P_{Fe} + \Lambda_{pa}\theta_{ap} + \nu_p \lambda_{Na}\theta_{aN}$

9) $\varphi_1 = 1 + \gamma_{Cu}\Lambda_{\varepsilon 1}$

10) $\varphi_N = 1 + \gamma_{Fe}\lambda_{Na}$

11) $\Lambda_{\varphi 2} = \dfrac{\Lambda_{\varepsilon 1}}{\varphi_1} + \Lambda_{\varepsilon 2}$

12) $\Lambda_{\varphi N}\dfrac{\nu_p \Lambda_{Na}}{\varphi_N} + \Lambda_{2Fe} + \Lambda_{pa}$

13) $\Pi_\alpha = \Pi_2 + \dfrac{\Pi_1}{\varphi_1}$

14) $\Pi_\beta = \Pi_{Fe} - \dfrac{\nu_p \Lambda_{Na}}{\varphi_N}\gamma_{Fe}\Lambda_{Na}\theta_{aN}$

15) $\Lambda_\alpha = \Lambda_{\varphi 2} - \dfrac{\Lambda_{2Fe}^2}{\Lambda_{\varphi N}}$

16) $\Lambda_\beta = \dfrac{\Lambda_{\varphi 2}\Lambda_{\varphi N}}{\Lambda_{2Fe}} - \Lambda_{2Fe}$

17) $\theta_2 = \dfrac{\Pi_\alpha}{\Lambda_\alpha} + \dfrac{\Pi_\beta}{\Lambda_\beta}$

18) $\theta_1 = \dfrac{\theta_2 + \gamma_{Cu}\Pi_1}{\varphi_1}$

19) $\theta_{Fe} = \dfrac{\Lambda_{2Fe}\theta_2 + \Pi_\beta}{\Lambda_{pN}}$

20) $\theta_N = \dfrac{\theta_{Fe} + \gamma_{Fe}\Lambda_{Na}\theta_{aN}}{\varphi_N}$

21) $\psi_0 = \Lambda_{\varepsilon 1}\theta_1 - \Pi_1$

22) $\theta_0 = \theta_1 + \gamma_1 \psi_0$

23) $\theta_{Cu} = \dfrac{L_1\theta_1 + L_2\theta_2}{L}$

24) $\theta_{Cu\ max} = 1{,}5\,\theta_2 - 0{,}5\,\theta_0$

25) $\theta_{Cu\ min} = 1{,}5\,\theta_1 - 0{,}5\,\theta_0$

26) $\theta_{Fe\ max} = 1{,}5\,\theta_{Fe} - 0{,}5\,\theta_N$

Tabela 4

θ_{Cu}	$\theta_{Cu\ max}$	$\theta_{Cu\ min}$	θ_N	$\theta_{Fe\ max}$

Tabela 5

27) $\psi_{1a} = \Lambda_{1a}(\theta_1 - \theta_{a1})$	28) $\psi_{2a} = \Lambda_{2a}(\theta_2 - \theta_{aN})$	29) $\psi_{2Fe} = \Lambda_{2Fe}(\theta_2 - \theta_{Fe})$
30) $\psi_{pa} = \Lambda_{pa}(\theta_{Fe} - \theta_{ap})$	31) $\nu_p \psi_{Na} = \nu_p \Lambda_{Na}(\theta_N - \theta_{aN})$	32) $P_1 = P_{1S} + P_{1j}(1 + \varepsilon\theta_1)$
33) $P_2 = P_{2S} + P_{2j}(1 + \varepsilon\theta_2)$	34) $\Sigma\psi_{ext} = \psi_{1a} + \psi_{2a} + \psi_{pa} + \nu_p\psi_{Na}$	35) $\Sigma P = P_1 + P_2 + P_{Fe}$
36) $\Delta\Sigma P = \Sigma P - \Sigma\psi_{ext}$	37) $\Delta P_1 = P_1 - (\psi_{1a} - \psi_0)$	38) $\Delta P_2 = P_2 - (\psi_{2Fe} + \psi_{2a} + \psi_0)$
39) $\Delta P_{Fe} = P_{Fe} - (-\psi_{2Fe} + \psi_{pa} + \nu_p\psi_{Na}$	40) $e_\Sigma = \dfrac{\Delta\Sigma P}{\Sigma P}\,100$	41) $e_1 = \dfrac{\Delta P_1}{P_1}\,100$
42) $e_2 = \dfrac{\Delta P_2}{P_2}\,.\,100$	43) $e_{Fe} = \dfrac{\Delta P_{Fe}}{P_{Fe}}\,.\,100$	44) $\psi_{Cu} = \psi_{1a} + \psi_{2a} + \psi_{2Fe}$
45) $\psi_{2Fe} = -\psi_{2Fe} + \psi_{pa} + \nu_p\psi_{Na}$	46) $\dfrac{\psi}{\psi_{Cu}}\,100$	47) $\dfrac{\psi}{\Sigma\psi_{ext}}\,100$

Tabela 6

ψ_{1a}	ψ_{2a}	ψ_{pa}	$\nu_p\psi_{Na}$	ψ_{2Fe}	$\Sigma\psi_{ext}$	ψ_{Cu}

iar cele pentru datele din tabela 5 „calculul bilanțului termic". Metoda preconizată se referă deci la calculul propriu-zis al încălzirii și la calculul bilanțului termic, cu indicații pentru calculul conductanțelor calorice exterioare totale.

Metoda de calcul preconizată face parte din categoria metodelor relativ riguroase de calcul al încălzirii mașinilor electrice rotative, stabilite în literatura de specialitate (Richter, Liwschitz, Postnikov). Aceasta rezultă din modul de elaborare și, în particular, din numărul și natura principalelor ipoteze simplificatoare admise și se confirmă prin verificările efectuate.

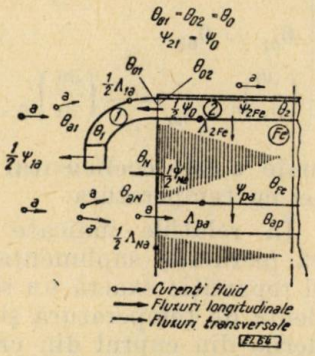


Fig. 3. Fluxurile calorice și încălzirile în diferitele părți ale ansamblului supus calculului.

2. Indicații privind modul de elaborare a metodei de calcul

Ipoteze simplificatoare. La elaborarea metodei în discuție s-a pornit de la aplicarea legilor producerii și transmiterii căldurii la ansamblul de conductoare termice reprezentat în figura 1. În dezvoltarea calculelor, principalele ipoteze simplificatoare admise sînt aceleași ca și în metodele cunoscute cele mai riguroase. Acestea sînt :

— admiterea unei repartiții simetrice a încălzirilor în sens axial, în fiecare conductor de căldură ;
— admiterea unei încălziri constante în sens transversal, în fiecare conductor de căldură ;
— admiterea valabilității legii lui Newton pentru conducția exterioară.

Prima ipoteză conduce la o simplificare substanțială a structurii relațiilor de calcul, în general ; a doua ipoteză transformă problema tridimensională într-o problemă unidimensională, iar cea de-a treia ipoteză permite exprimarea printr-o relație liniară a fluxurilor de căldură din interior spre exterior.

Pentru stabilirea relațiilor de calcul din tabelele 3 și 5 s-a pornit, pe de o parte, de la legea conducției interioare a lui Fourier [5] :

$$\overline{q} = -k \text{ grad } \theta, \qquad (1)$$

unde :

$\overline{q}$ este curentul caloric ;
k — conductibilitatea calorică interioară ;
θ — încălzirea în punctul considerat,

iar, pe de altă parte, de la ecuația lui Poisson [5]:

$$\text{div } \overline{q} = p, \qquad (2)$$

unde p reprezintă densitatea de volum a pierderilor (pierderile specifice) în punctul considerat, ambele relații aplicîndu-se la interiorul fiecăruia dintre cele trei conductoare de căldură din figura 1.

Aplicarea teoremei lui Gauss — Ostrogradski la curentul caloric $\overline{q}$:

$$\int_S \overline{q}\,d\overline{A} = \int_{V_S} \text{div } \overline{q} \cdot d\,V \qquad (3)$$

a creat premisele pentru prevederea unor condiții de frontieră prin introducerea suprafeței S care limitează volumul V_S considerat și care

se poate extinde la întregul conductor de căldură.

Pentru secțiunea de îmbinare dintre cuprul din crestătură și capetele de bobine s-au scris două relații de continuitate, prima referitoare la încălzirile de pe cele două fețe ale secțiunii de îmbinare:

$$\theta_{01} = \theta_{02}, \tag{4}$$

iar cea de-a doua referitoare la componenta normală a gradientului încălzirii pentru fețele secțiunii menționate:

$$\text{grad } \theta_1 \cdot \bar{u}_{01} = -\text{ grad } \theta_2 \cdot \bar{u}_{02}, \tag{5}$$

unde $\bar{u}_{01}$ și $\bar{u}_{02}$ sînt versorii (vectorii unitate) pe cele două fețe ale secțiunii de separație menționate.

Grupînd relațiile de la (1) pînă la (5) rezultă un sistem cu 11 ecuații independente:

$$\begin{cases} \bar{q}_i = -K_i \text{ grad } \theta_{\bar{r}i} \\ \text{div } \bar{q}_i = p_i \\ \int_{S_i} \bar{q}_i \cdot d\bar{A} = \int_{V_i} p_i \, dV \\ (i = 1,2,3) \\ \theta_{01} = \theta_{02} \\ \text{grad } \theta_1 \cdot \bar{u}_{01} = -\text{ grad } \theta_2 \cdot \bar{u}_{02} \end{cases} \tag{6}$$

Indicele $\bar{r}$ indică faptul că $\theta_{\bar{r}i}$ reprezintă o funcție de punct (se referă la punctul de rază vectoare $\bar{r}$).

Sistemul (6) permite determinarea explicită a cîmpurilor termice din cele trei conductoare de căldură ale sistemului termic considerat, pe baza cunoașterii unor date preliminare. Aceste date sînt: dimensiunile geometrice ale fiecărui conductor, pierderile specifice din fiecare conductor, conductibilitățile calorice interioare și condițiile de frontieră pentru înfășurare și pachetul de tole, cu alte cuvinte încălzirile fluidului de răcire și coeficienții de conductibilitate calorică exterioară, care, la rîndul lor, depind de condițiile de ventilație și de izolare termică.

Pentru transformarea sistemului (6) într-un sistem unidimensional, pe baza celei de-a doua ipoteze simplificatoare, este necesar ca în fiecare punct curentul caloric $\bar{q}$ să fie descompus în două componente normale între ele, una în sens axial $\bar{q}_x$ și a doua în sens transversal $\bar{q}_T$, conform relației

$$\bar{q} = \bar{q}_x + \bar{q}_T, \quad (\bar{q}_x \cdot \bar{q}_T = 0). \tag{7}$$

În mod corespunzător, suprafețele de frontieră se împart în două categorii normale între ele, „suprafețele frontale" normale față de componenta $\bar{q}_x$, respectiv „suprafețele laterale", normale față de componenta $\bar{q}_T$. Primele s-au caracterizat prin indicii N, O sau x, iar ultimele, prin P sau T.

Dacă în sistemul (6) se exprimă dependența pierderilor în cupru în funcție de încălzire, dacă primele două relații din sistem se concentrează într-una singură, atunci, transformată într-o expresie unidimensională, relația (6) devine:

$$\begin{cases} -K_{1x} \dfrac{\partial^2 \theta_{1x}}{\partial x^2} = p_{01x} (1 + \varepsilon \theta_{1x}) \\ -K_{2x} \dfrac{\partial^2 \theta_{2x}}{\partial x^2} = p_{02x} (1 + \varepsilon \theta_{2x}) + p_s \\ -K_{\text{Fe}x} \dfrac{\partial^2 \theta_{\text{Fe}x}}{\partial x^2} = p_{\text{Fe}x} \\ \int_{S01} \bar{q}_{1x} \cdot d\bar{A} + \int_{S_{P1}} \bar{q}_{1T} \cdot d\bar{A} = \int_{V_1} p_{01x} (1 + \varepsilon \theta_{1x}) \, dV \\ \int_{S02} \bar{q}_{2x} \cdot d\bar{A} + \int_{S_{P2}} \bar{q}_{2T} \cdot d\bar{A} = \int_{V_2} [p_{02x} (1 + \theta_{2x}) + p_s] \, dV \\ \int_{S_N} \bar{q}_{\text{Fe}x} \cdot d\bar{A} + \int_{S_P} \bar{q}_{\text{Fe}T} \cdot d\bar{A} = \int_{V_{\text{Fe}}} p_{\text{Fe}} dV \\ \theta_{01} = \theta_{02} \\ \left(\dfrac{\partial \theta}{\partial x}\right)_{\theta = \theta_{01}} = -\left(\dfrac{\partial \theta}{\partial x}\right)_{\theta = \theta_{02}} \end{cases} \tag{8}$$

unde ε este coeficientul de variație a rezistenței cu temperatura.

În relațiile indicate s-a admis acoperitor că pierderile suplimentare p_s, a căror valoare și repartiție exactă nu se cunosc, sînt independente de temperatură și se cumulează cu pierderile din cuprul din crestătură. Sistemul (8), a cărui formulare se bazează, pentru ansamblul din figura 1, pe primele două din cele trei ipoteze simplificatoare indicate, și a cărui soluționare reprezintă stabilirea repartiției cîmpului termic din ansamblul examinat, poate fi denumit „sistem de bază".

Soluționarea sistemului de bază. În sistemul de bază (8) intervin mai multe fluxuri de căldură de forma:

$$\psi = \int_S \bar{q} \, d\bar{A}. \tag{9}$$

Pentru explicitarea expresiilor acestor fluxuri trebuie precizat că ele ori trec de la un conductor de căldură la alt conductor de căldură printr-o capotă izolantă (omogenă sau în straturi), ori trec de la un conductor de căldură la fluidul de răcire fie direct, fie printr-o capotă izolantă (de asemenea omogenă sau în straturi).

În interiorul unui strat izolant dintr-o mașină electrică rotativă, cîmpul termic este un cîmp laplacian și deci se scrie [5]

$$\Delta\theta = 0\,, \tag{10}$$

iar pe de altă parte pentru intervalele de temperaturi care intervin într-o mașină electrică se poate scrie, conform celei de-a treia ipoteze simplificatoare principale, expresia legii lui Newton referitoare la conducția exterioară [5]:

$$\psi_{\alpha\beta} = h_\beta\,(\theta_{i\Delta} - \theta_\beta)\,S_{\alpha\beta}\,, \tag{11}$$

unde:

$\psi_{\alpha\beta}$ este fluxul caloric de la mediul α la fluidul de răcire β;
h_β — conductibilitatea calorică exterioară a suprafeței în contact cu fluidul de răcire;
$\theta_{i\Delta}$ — încălzirea mijlocie pe fața exterioară a ultimului strat izolator;
θ_β — încălzirea mijlocie a fluidului de răcire;
$S_{\alpha\beta}$ — aria ce separă mediile α și β.

Ținînd seamă că se poate stabili relația:

$$\frac{1}{\lambda_{\alpha\beta}} = \sum \frac{\delta_i}{k_i} + \frac{1}{h_\beta},\ i = 1, 2, 3\ldots, \tag{12}$$

unde δ_i și k_i se referă la straturile capotei izolante (grosimea, respectiv conducția calorică interioară a fiecărui strat izolator) rezultă că pentru fluxurile de căldură de la mediul α la mediul β se poate scrie relația simplă și generală:

$$\psi_{\alpha\beta} = \Lambda_{\alpha\beta}\,(\theta_\alpha - \theta_\beta), \tag{13}$$

în care:

$$\Lambda_{\alpha\beta} = \lambda_{\alpha\beta} \cdot S_{\alpha\beta}\,.$$

În aceste relații $\Lambda_{\alpha\beta}$ reprezintă conductanța calorică exterioară totală, iar $\lambda_{\alpha\beta}$ pe cea specifică (raportată la unitatea de suprafață).

Ținînd seamă că, din punctul de vedere al cedării căldurii, parametrii $\sum \frac{\delta_i}{h_i}$ și $\frac{1}{h_\beta}$ joacă un rol perfect analog, relația (13) rămîne valabilă atît pentru cedarea căldurii către fluidul de răcire, cît și pentru cedări de căldură interioare. Dacă fluidul de răcire spală direct conductorul de căldură se admite $\delta_i = 0$, iar dacă cedarea este interioară, se admite $h_\beta = \infty$.

Fluxurile calorice pentru o suprafață continuă S au proprietăți conservative, putîndu-se scrie:

$$(\psi_{\text{total}})_S = (\sum \psi_{\alpha\beta})_S. \tag{14}$$

Notăm:

$$\theta_{01} = \theta_0\,; \tag{15}$$

$$\psi_0 = \int_{S_0} \operatorname{grad}\theta \cdot d\overline{A}\,, \tag{16}$$

unde S_0 este suprafața de separație dintre cuprul din crestătură și capetele de bobine.

Dacă în sistemul (8) se efectuează integrările, dacă se introduc încălzirile medii ale conductoarelor de căldură și fluxurile prin suprafețele de frontieră și dacă se notează:

$$P_{1\theta} = \int_{V_1} p_{01x}\,(1 + \varepsilon\theta_{1x})\,dV\,,$$
$$P_{2\theta} = \int_{V_2} p_{02x}\,(1 + \varepsilon\theta_{2x})\,dV\,, \tag{17}$$

atunci, după unele calcule, se obține sistemul:

$$\begin{cases} \theta_1 = \xi_1[\theta_0\,;\ (-\psi_0)] \\ \theta_2 = \xi_2[\theta_0\,;\ (+\psi_0)] \\ \theta_{Fe} = \xi_{Fe}[\theta_N\,;\ \Lambda_{Na}\,(\theta_N - \theta_{aN})] \\ P_{1\theta} = \Lambda_{1a}\,(\theta_1 - \theta_{a1}) - \psi_0 \\ P_{2\theta} = \Lambda_{2Fe}\,(\theta_2 - \theta_{Fe}) + \psi_0 \\ P_{Fe} = \Lambda_{2Fe}\,(\theta_{Fe} - \theta_2) + \Lambda_{pa}\,(\theta_{Fe} - \theta_{ap}) + \\ \quad + \Lambda_{Na}\,(\theta_N - \theta_{aN}) \end{cases} \tag{18}$$

unde funcțiile ξ_1, ξ_2 și ξ_{Fe} reprezintă expresiile încălzirilor medii din cele trei conductoare de căldură considerate.

În aceste relații fluxurile au fost explicitate conform relației (13).

Se observă că sistemul (18), în general compatibil, format din șase ecuații independente, ne poate da valorile următorilor șase parametri:

$$\theta_0\,;\ \theta_1\,;\ \theta_2\,;\ \theta_{Fe}\,;\ \theta_N\,;\ \psi_0.$$

În cazul unei ventilații radiale sau mixte vom admite că existența canalelor radiale nu

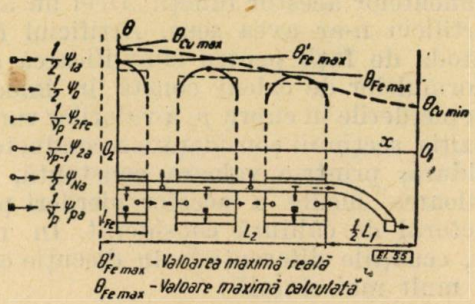


Fig. 4. Structura și repartiția încălzirii pentru un ansamblu conținînd canale radiale.

modifică forma curbei încălzirii în lungul cuprului din crestătură. În figura 4 este prezentată structura unui ansamblu conținînd canale radiale.

Ținînd seamă de cedările de căldură din cupru și din fier în dreptul canalelor radiale,

sistemul (18) se modifică întrucîtva, luînd forma:

$$\begin{cases} \theta_1 = \xi_1 [\theta_0 ; (-\psi_0)] \\ \theta_2 = \xi_2 [\theta_0 ; (+\psi_0)] \\ \theta_{Fe} = \xi_{Fe} [\theta_N ; \Lambda_{Na} (\theta_N - \theta_{aN})] \\ P_{1\theta} = \Lambda_{1a} (\theta_1 - \theta_{a1}) - \psi_0 \\ P_{2\theta} = \Lambda_{2a} (\theta_2 - \theta_{aN}) + \Lambda_{2Fe} (\theta_2 - \theta_{Fe}) + \psi_0 \\ P_{Fe} = \Lambda_{2Fe} (\theta_{Fe} - \theta_2) + \Lambda_{ap} (\theta_{Fe} - \theta_{ap}) + \\ + \nu_P \cdot \Lambda_{Na} (\theta_N - \theta_{aN}). \end{cases} \quad (19)$$

Trebuie menționat faptul că, în timp ce toate celelalte relații din sistemul (19) se referă la totalitatea pachetelor, relația pentru θ_{Fe} se referă la un singur pachet de tole cu proprietăți termice medii în raport cu ansamblul pachetelor. Se observă că sistemul (18) este un caz particular al sistemului (19) și anume pentru $\nu_p = 1$.

Ceea ce deosebește în mod esențial metoda de calcul preconizată în această lucrare de celelalte metode cu un grad de rigurozitate comparabil, este modul de integrare a primelor două ecuații diferențiale din sistemul (8). Aceste ecuații prelucrate devin de forma:

$$\frac{\partial^2 \theta_x}{\partial x^2} - A\theta_x = M,$$

integrarea lor conducînd la funcții exponențiale, respectiv la funcții hiperbolice [1], [2]. Argumentele acestor funcții au, din punctul de vedere al unor calcule practice, o structură destul de complicată, ceea ce le face greu maneabile, mai ales în cazul unor calcule de retușare. Dezvoltarea în serie a funcțiilor hiperbolice în cauză și păstrarea primilor termeni, departe de a simplifica formulele, conduc la relații și mai complicate, inutilizabile, dată fiind tocmai structura complexă, menționată mai înainte, a argumentelor acestor funcții. Deci un asemenea artificiu n-ar avea sens. Artificiul folosit în metoda de față pentru simplificarea structurii formulelor de calcul constă în înlocuirea pentru pierderile în cupru p_x a valorilor variabile cu poziția secțiunii considerate a conductorului de căldură, printr-o valoare constantă, egală cu valoarea medie a acestor pierderi pentru conductorul de căldură considerat. În modul arătat, ecuațiile diferențiale în discuție capătă forma mult mai simplă:

$$\frac{\partial^2 \theta_x}{\partial x^2} = N,$$

la fel ca și ecuația referitoare la fier. Aceasta revine la a înlocui, pentru curba de repartiție axială a încălzirii, lănțișorul cu o parabolă foarte apropiată, mai ales dacă avem în vedere valoarea redusă a coeficientului termic ε, respectiv domeniul de variație a temperaturii de-a lungul conductorului de căldură.

Explicitînd deci pe această bază primele trei ecuații din sistemul (19), rezolvînd sistemul și aranjînd notațiile într-un mod convenabil, se obțin formulele indicate în tabela 3 pentru încălzirile θ_1; θ_2; θ_{Fe}; θ_N; θ_0 și pentru fluxul de căldură ψ_0. În modul acesta problema determinării încălzirilor este, în principiu, rezolvată.

Pe baza acestor rezultate se pot calcula următoarele încălziri care interesează din punct de vedere practic:

— încălzirea medie a înfășurării θ_{Cu} (măsurabilă prin metoda rezistenței), calculată ca media ponderată în raport cu lungimile cuprului din crestătură și a capetelor de bobine:

$$\theta_{Cu} = \frac{L_1\theta_1 + L_2\theta_2}{L_1 + L_2}; \quad (20)$$

— încălzirile maxime și minime ale înfășurării, încălzirea maximă a pachetului de tole (calculate cu ajutorul anulării derivatei):

$$\begin{aligned} \theta_{Cu\ max} &= 1{,}5\ \theta_2 - 0{,}5\ \theta_0 \\ \theta_{Cu\ min} &= 1{,}5\ \theta_1 - 0{,}5\ \theta_0 \\ \theta_{Fe\ max} &= 1{,}5\ \theta_{Fe} - 0{,}5\ \theta_N. \end{aligned} \quad (21)$$

În cazul existenței mai multor pachete de tole, încălzirea maximă se referă la aceea care are proprietăți medii din punct de vedere termic.

Cu aceasta, calculul propriu-zis al încălzirii este, de fapt, încheiat.

Metoda de calcul preconizată permite însă și efectuarea unui bilanț termic pentru care relațiile se stabilesc ușor, bilanțul conținînd în esență determinarea unor fluxuri de căldură cu ajutorul relației (13), recalcularea unor pierderi la temperatura înfășurării și determinarea valorilor unor erori relative.

Bilanțul termic servește în două scopuri. Verificarea lui — adică obținerea unor erori relative care nu depășesc cîteva procente — confirmă corectitudinea calculului propriu-zis al încălzirii conform metodicii preconizate; dacă se obțin erori relative mai mari, este sigur că s-au comis undeva greșeli de calcul. Valorile fluxurilor termice permit în același timp o analiză a condițiilor de transfer ale căldurii, indicîndu-ne, de pildă, suprafețele de răcire unde cedarea de căldură este slabă. Ambele scopuri — verificarea intrinsecă a calculelor și posibilitatea analizei pe porțiuni a condițiilor de răcire — fac cu prisosință rentabilă efectuarea bilanțului termic. Acestea sînt principalele observații referitoare la modul de stabilire a formulelor de calcul și la rostul acestor formule.

3. Verificarea metodei de calcul

Comparația metodei cu un exemplu de calcul. Confirmarea corectitudinii relațiilor de calcul pentru calculul propriu-zis al încălzirii s-a făcut pe două căi, așa cum s-a spus și la început.

Prima cale a constat într-un calcul comparativ cu un exemplu din literatura de specialitate și anume cu un exemplu de calcul din Liwschitz, referitor la încălzirea indusului unei mașini sincrone cu $P = 1000$ kVA și $U = 6300$ V [2].

Tabela 7

Mărimea calculată	Notația		Rezultate numerice		Abateri		Observații
	Liwschitz, °C	Metodica de față, °C	Liwschitz, °C	Metodica de față, °C	Absolut, °C	Relativ, %	
Încălzirea secțiunii de îmbinare dintre capetele de bobine și cuprul din crestătură		θ_0	44,4	44,5	+0,1	+0,2	
Încălzirea mijlocie a capetelor de bobine		θ_1	39,3	39,0	−0,3	−0,8	
Încălzirea mijlocie a cuprului din crestătură		θ_2	48,2	48,3	+0,1	+0,2	
Încălzirea mijlocie a înfășurării	θ_{Mittel}	θ_{Cu}	42,8 *	42,7	−0,1	−0,2	
Încălzirea maximă a înfășurării	θ_{max}	$\theta_{Cu\ max}$	49,9	50	+0,1	+0,2	*Liwschitz dă valoarea rotunjită 43°C
Încălzirea minimă a înfășurării	θ_{min}	$\theta_{Cu\ min}$	36,8	36,3	−0,5	−1,4	
Încălzirea mijlocie a suprafețelor frontale ale fierului		θ_N		28,5			
Încălzirea suprafețelor frontale ale pachetului din mijloc	θ_s		31				
Încălzirea mijlocie a fierului	θ_{Fe}	θ_{Fe}	42,4	41,8	−0,6	−1,4	
Încălzirea maximă a fierului	$\theta_{Fe\ max}$	$\theta_{Fe\ max}$	48,1	48,4	+0,3	+0,6	

În tabela 7 se face comparația rezultatelor obținute pe de o parte cu formulele date de Liwschitz și pe de altă parte cu cele date în cadrul metodicii de față. Se vede că se obține o bună concordanță, diferențele nedepășind 1,4%. Aceasta reprezintă o confirmare puternică a valabilității rezultatelor obținute cu metoda de calcul preconizată, inclusiv încadrarea sa în categoria celor mai riguroase metode de calcul.

Aplicarea experimentală a metodei în industrie. A doua cale de confirmare a corectitudinii metodei, alături de relativa comoditate a utilizării ei, a constat în aplicarea sa experimentală în industrie.

Formulele de calcul indicate în cele ce preced au fost aplicate cu titlu experimental la statoarele a trei prototipuri experimentale de motoare asincrone în scurtircuit de 75, 100, respectiv 160 kW, confecționate de Uzina de mașini electrice — București în procesul extinderii seriilor unitare existente *.

Dintre încălzirile determinate prin calcul, susceptibilă de comparație cu datele experimentale este numai încălzirea medie a înfășurării, θ_{Cu}, care este, de altfel, și cea mai importantă. Rezultatele comparative obținute sînt indicate în tabela 8.

Se observă că erorile relative dintre calcul și experiență sînt respectiv de 0%, −4% și +2%. Rezultă că printr-o determinare atentă a datelor inițiale metoda de calcul preconizată poate asigura pentru încălzirea înfășurării o eroare mai mică de ±5%, ceea ce pentru natura problemei este pe deplin mulțumitor.

Este interesant faptul că motorul de 100 kW diferă de cel de 75 kW numai prin lungimea pachetului de tole. Faptul că în ambele cazuri experiența confirmă cu suficientă exactitate calculele constituie o verificare de prim ordin pentru valabilitatea metodei de calcul preconizate în lucrare.

Tabela 8

Datele mașinii		θ_{Cu}		ε %	Observații
P, kW	n, rot/min	Calculat, °C	Măsurat, °C		
75	750	73	73*	0	*Conform buletinului de încercări UMEB 1009 din 29.04.1963
100	750	125	130*	−4	*Conform buletinului de încercări UMEB 1210−III din 5.03.1965
160	1 500	188	180*	+2	*Conform buletinului de încercări UMEB 4533/1153 din 25.08.1964

Valorile erorilor relative din bilanțul termic, nedepășind cîteva procente, se confirmă corectitudinea intrinsecă a calculelor efectuate.

* Calculele au fost efectuate de către tov. ing. *Berberian A.* și ing. *Stoica D.* de la Serv. constructor șef din Uzina de mașini electrice - București. Le aducem pe această cale mulțumiri pentru contribuția dată.

Cu titlu informativ se dau valorile fluxurilor pentru motorul de 75 kW în tabela 9.

Din examinarea tabelei se vede că în interiorul mașinii are loc o trecere slabă a căldurii

Tabela 9

Natura fluxului de căldură	Notația	ψ W	$\frac{\psi}{\psi_{Cu}} 100$, %	$\frac{\psi}{\Sigma\psi_{ext}} 100$ %
Capete de bobine către aer	ψ_{1a}	2 440	107,3	72,9
Cuprul din crestătură către aer	ψ_{2a}	0	0	0
Fier (suprafețele laterale) către aer	ψ_{pa}	858	—	25,6
Fier (suprafețele frontale) către aer	$\nu_p\psi_{Na}$	49	—	1,5
Cupru către aer și fier	ψ_{Cu}	2 272	—	—
Fier către aer și cupru	ψ_{Fe}	1 075	—	—
Cuprul din crestătură către fier	ψ_{2Fe}	−168	−7,3	—
Indus către aer	$\Sigma\psi_{ext}$	3347	—	—

de la fier la cupru ($\Psi_{2Fe} < 0$), prin capetele de bobine evacuîndu-se cu 7,3% mai multă căldură decît cea dezvoltată în înfășurarea însăși. Principala porțiune de evacuare a căldurii sînt capetele de bobine, unde se elimină aproape 3/4 (72,9%) din pierderile care au loc în statorul mașinii. Prin suprafața laterală a fierului se elimină restul de 1/4 (25,6%) din pierderile globale, în timp ce cantitatea evacuată prin suprafețele frontale este derizorie (1,5% din total).

S-ar putea ivi, dintr-o pricină oarecare, necesitatea aplicării unor plăci cu proprietăți termoizolante pe fețele frontale ale pachetului de tole. Împotriva obiecției posibile că aceasta ar înrăutăți răcirea mașinii, bilanțul din tabela 9 arată că înrăutățirea ar fi derizorie și deci aplicarea plăcilor termoizolante nu s-ar lovi, din acest punct de vedere, de impedimente. Se vede deci utilitatea calculului bilanțului termic.

Întrucît privește timpul necesar pentru calcul, în comparație cu metoda dată de Liwschitz, a rezultat că metoda preconizată aici necesită un timp și un efort substanțial mai reduse.

4. Concluzii

Avînd în vedere cele arătate, se poate afirma că metoda preconizată a trecut cu succes, cel puțin într-o primă etapă, proba valabilității sale alături de alte metode cu cerințe de riguroзitate.

Prin urmare se poate afirma că metoda de calcul preconizată poate conduce la rezultate apropiate de cele experimentale, necesitînd un efort relativ redus și permite de asemenea o analiză destul de rapidă și de eficace a condițiilor de răcire în diferitele părți ale mașinii.

Fără îndoială însă că pentru a deveni în realitate un instrument util în mîna proiectanților este necesară cîștigarea unei anumite experiențe personale, prin aplicații repetate, cu confruntările de rigoare cu practica.

Această condiție fiind îndeplinită, se poate spera ca metoda preconizată să vină în ajutorul proiectanților, ușurîndu-le munca și ajutîndu-i la realizarea unor produse de o mai înaltă exigență.

În același timp rămîne deschisă calea generalizării metodei pentru alte ansambluri și condiții de lucru.

ANEXA 1

Notații și unități pentru principalele mărimi folosite în articol

A. Mărimi necesare exclusiv pentru determinarea datelor preliminare:

P_{jCu}, W, pierderile active din înfășurare la temperatura mediului (+20°C);

u, m, perimetrul înfășurării dintr-o crestătură (după linia mediană a izolației);

l_a, m, lungimea axială (lărgimea) unui canal radial;

h_p, $\frac{W}{m^2\,°C}$, conductibilitatea calorică exterioară pentru suprafețele laterale ale fierului;

h_N, $\frac{W}{m^2\,°C}$, conductibilitatea calorică exterioară pentru suprafețele frontale ale fierului;

λ_{1a}, $\frac{W}{m^2\,°C}$, conductanța calorică exterioară specifică pentru capetele de bobine — aer;

λ_{2a}, $\frac{W}{m^2\,°C}$, conductanța calorică exterioară specifică pentru cuprul din crestătură — aer;

λ_{2Fe}, $\frac{W}{m^2\,°C}$, conductanța calorică exterioară specifică pentru cuprul din crestătură — fier;

S_p, m², suprafața laterală exterioară a unui pachet de tole.

B. Date preliminare:

L, m, lungimea axială a unei jumătăți de spiră;

L_1, m, lungimea axială a capetelor de bobine dintr-o parte a mașinii;

L_2, m, lungimea axială a cuprului din crestătură;

l_{Fe}, m, lungimea axială a unui pachet de tole;

K_{Cu}, $\frac{W}{m\,°C}$, conductibilitatea calorică interioară în sens axial a cuprului;

K_{Fe}, $\frac{W}{m\,°C}$, conductibilitatea calorică interioară în sens axial a fierului;

σ_{Cu}, m², secțiunea cuprului blanc dintr-o crestătură;

S_N, m², suprafața frontală a fierului dintr-o singură parte a pachetului de tole;

Λ_{1a}, W/°C, conductanța calorică exterioară totală pentru capetele de bobine dintr-o parte a mașinii-aer:

Λ_{2a}, W/°C, conductanța calorică exterioară totală pentru cuprul din crestătură — aer (canale radiale);

Λ_{2Fe}, W/°C, conductanța calorică exterioară totală pentru cuprul din crestătură — fier;

Λ_{pa}, W/°C, conductanța calorică exterioară totală pentru fier — aer prin suprafețele laterale;

Λ_{Na}, W/°C, conductanța calorică exterioară totală pentru fier — aer prin suprafața frontală (pentru ambele fețe ale unui singur pachet);

P_{1j}, W, pierderile active în capetele de bobine dintr-o parte a mașinii la temperatura mediului;

P_{1s}, W, pierderile suplimentare în capetele de bobine dintr-o parte a mașinii;

P_{2j}, W, pierderile active în cuprul din crestătură la temperatura mediului;

P_{2s}, W, pierderile suplimentare în cuprul din crestătură;

P_{Fe}, W, pierderile active în fier (în toate pachetele de tole);

θ_{a1}, °C, încălzirea mijlocie a aerului în preajma capetelor de bobine;

θ_{aN}, °C, încălzirea mijlocie a aerului în preajma suprafețelor frontale ale fierului;

θ_{ap}, °C, încălzirea mijlocie a aerului în preajma suprafețelor laterale ale fierului;

ε, 1/°C, coeficient de temperatură pentru cupru;

ν_p, numărul de pachete de tole;

Z, numărul de crestături;

t_{med}, °C, temperatura mediului.

C. *Rezultate*:

θ_1, °C, încălzirea mijlocie a capetelor de bobine;

θ_2, °C, încălzirea mijlocie a cuprului din crestătură;

θ_{Cu}, °C, încălzirea mijlocie a înfășurării;

θ_N, °C, încălzirea mijlocie a suprafețelor frontale ale fierului;

θ_{Fe}, °C, încălzirea mijlocie a fierului;

θ_0, °C, încălzirea secțiunii de îmbinare dintre capetele de bobine și cuprul din crestătură;

$\theta_{Cu\ max}$, °C, încălzirea maximă a înfășurării;

$\theta_{Cu\ min}$, °C, încălzirea minimă a înfășurării;

$\theta_{Fe\ max}$, °C, încălzirea maximă mijlocie a fierului;

$P_1(P_{1\theta})$, W, pierderile totale în capetele de bobine la temperatura de lucru efectivă pentru o singură parte a mașinii;

$P_2(P_{2\theta})$, W, pierderile totale în cuprul din crestătură la temperatura de lucru efectivă;

ψ_0, W, fluxul de căldură de la cuprul din crestătură spre ambele capete de bobine;

ψ_{1a}, W, fluxul de căldură de la capetele de bobine dintr-o singură parte a mașinii la aer;

ψ_{2a}, W, fluxul de căldură de la cuprul din crestătură la aerul din canalele radiale;

ψ_{2Fe}, W, fluxul de căldură de la cuprul din crestătură la fier;

ψ_{Fe2}, W, fluxul de căldură de la fier la cuprul din crestătură;

ψ_{pa}, W, fluxul de căldură de la fier la aer prin suprafețele laterale;

ψ_{Na}, W, fluxul de căldură mijlociu de la un pachet de tole la aer prin ambele suprafețe frontale;

ΣP, W, suma pierderilor din toate conductoarele de căldură la temperatura efectivă de lucru;

$\Sigma\psi_{ext}$, W, fluxul de căldură cedat aerului de către toate conductoarele de căldură;

ψ_{Cu}, W, fluxul de căldură cedat prin suprafețele frontieră ale înfășurării;

ψ_{Fe}, W, fluxul de căldură cedat prin suprafețele frontieră ale fierului.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Mașini electrice. București, Ed. tehnică, 1958 (traducere din limba germană).

[2] *Liwschitz, M.* Die elektrischen Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1934.

[3] *Postnicov, I. M.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Ed. energetică de stat, 1952 (traducere din limba rusă).

[4] *Gotter, G.* Erwärmung und Kühlung elektricher Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1954.

[5] *Frank, Ph.* și *Mises, R.* Die Differential — und Integralgleichungen der Mechanik und Physik. New York, 1943.

Intrat în redacție la 13.XI.1965

Țesătură de terilenă și țesătură de sticlă lăcuite cu lac poliesteric

Mihai Constantinescu* — București

CZ 621.315.612.6+621.315.616.96

În ultimul timp, utilizarea materialelor electroizolante din clasele superioare de izolație a luat o mare dezvoltare. Cercetătorii din țările cu o industrie puternic dezvoltată au studiat problema izolației electrice și au constatat rentabilitatea folosirii materialelor din clasele B, F, H și C, adică a materialelor electroizolante, care își păstrează proprietățile electrice și mecanice la temperaturile de 130, 155, 180 și peste 180°C. Utilizarea acestor materiale este justificată datorită creșterii puterii motorului în raport cu greutatea lui, siguranței în exploatare, măririi perioadei de timp dintre două reparații, ușoarei manevrări în caz de transport, micșorării volumului și fundațiilor mici.

Țesăturile de terilenă și țesăturile de sticlă lăcuite cu lac poliesteric fac parte din clasele B, respectiv F de izolație, caracterizîndu-se prin rigiditate dielectrică mare, stabilitate la temperatura de 130°C și la temperatura de 155°C, prin stabilitatea proprietăților în mediu umed și în atmosfera de solvenți, cum și prin flexibilitatea bună a peliculei.

Țesăturile lăcuite se folosesc fie ca atare, fie sub formă de benzi, pentru înfășurarea bobinajelor, izolarea capetelor de bobină, izolația între straturi etc.

Din literatura de specialitate [1], [2] se știe că lacurile poliesterice, cum și amestecurile pe bază de poliesteri fac parte din clasa F de izolație. În ceea ce privește suportul, în afara țesăturilor de sticlă care au o remarcabilă rezistență la temperatură, celelalte țesături ca de exemplu mătasea vegetală, mătasea naturală, nylonul, țesăturile de bumbac sînt fibre care nu suportă temperaturi înalte.

Dintre țesăturile sintetice organice, singura care se pretează pentru țesături lăcuite de clasa B este terilena. Aceasta este o fibră sintetică poliesterică cu proprietăți interesante. Din literatură [4], [5] și [6] se desprind următoarele însușiri:

greutatea specifică 1,38 kg/dm³;
rezistența la rupere 5 — 7 g/den;
rezistența în buclă 85%;
umflarea în apă 3 — 3,5%.

Rezistența la îndoiri repetate este de opt ori mai mare decît la lînă.

La acțiunea căldurii uscate fibrele poliesterice au o rezistență foarte mare (mai mică totuși decît a fibrelor de sticlă și azbest). Terilena rezistă timp îndelungat la 150°C și timp scurt la 200°C.

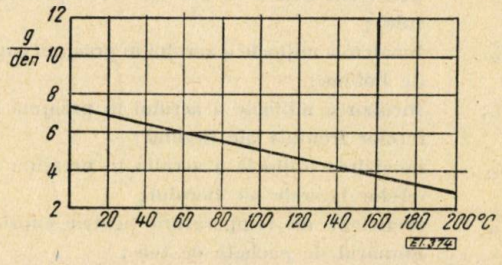


Fig. 1. Diagrama rezistenței la rupere a fibrelor poliesterice în funcție de temperatură.

Din figura 1 se observă influența temperaturii asupra rezistenței la rupere a fibrelor poliesterice.

Tabela 1

Acidul	Concentrația, %	Temperatura, °C	Timpul, h	Acțiunea
HCl	concentrat	20	50	nu atacă fibra
HCl	30	75	—	acțiune neînsemnată
HCl	5—10	fierbere	—	degradează fibra
HNO_3	concentrat	20	—	degradează fibra
HNO_3	30	50	—	rezistența mecanică la rupere scade cu 15%
H_2SO_4	concentrat	20	50	dizolvă fibra
H_2SO_4	50	75	—	fibra rezistă bine
H_3PO_4	85	20	—	rezistă foarte bine
Acizi organici	concentrat	—	—	rezistă foarte bine

Față de acizi, rezistența terilenei este bună; în schimb, rezistența la baze este mai scăzută.

Din tabela 1 rezultă acțiunea acizilor asupra fibrelor de terilenă, iar din tabela 2 rezultă acțiunea bazelor asupra acelorași fibre.

*) Ing. *M. Constantinescu* lucrează la F.C.M.E., serviciul tehnic, grupa cercetări produse noi.

Tabela 2

Hidroxizi	Concentrația, %	Temperatura, °C	Timpul, h	Acțiunea
NaOH	10	rece	—	rezistența mecanică scade foarte puțin
NaOH	25	rece	50	rezistența scade cu 15%
NaOH	3	fierbere	—	rezistența scade cu 10%
Na_2CO_3	5—10	fierbere	20	rezistă
NH_4OH	25	40°C	72	are acțiune de degradare

Față de agenții de oxidare, fibrele poliesterice au o bună rezistență. Astfel, la temperatura camerii, soluțiile concentrate de clorit de sodiu, hipoclorit de sodiu și peroxid de sodiu nu degradează de loc fibrele poliesterice. Numai o fierbere produce degradări neînsemnate.

La acțiunea luminii și a intemperiilor, fibrele poliesterice rezistă bine, fiind superioare fibrelor poliamidice și apropiate de cele polinitrilacrilice.

Sub acțiunea solvenților organici, fibrele poliesterice au, în general, o rezistență bună. La fierbere se observă că solvenții organici provoacă o contracție de 10 — 20%.

În ceea ce privește țesătura de sticlă, aceasta este obținută din fibre de sticlă tip *E*, destinate special scopului electrotehnic. Sticla tip *E* are următoarea compoziție [7], [13]: SiO_2, 54,5%; Al_2O_3, 14,5%; CaO, 22%; B_2O_3, 8,5%; Na_2O, 0,5%.

Modulul de elasticitate al fibrei de sticlă *E* este de 7 500 kg/mm²; în cazul în care la compoziția sticlei *E* se adaugă și o cantitate determinată de oxid de beriliu, modulul de elasticitate se îmbunătățește ajungînd la 11 000 kg/mm².

Prin natura lor, firele de sticlă sînt materiale neinflamabile și incombustibile [13]. Ele rezistă pînă la temperatura de 600°C cînd sînt distruse. La temperatura de 370°C, ele mai păstrează încă 50% din valoarea inițială a rezistenței mecanice. Marea rezistență mecanică se vede și din faptul că un fir cu diametrul de 5 miimi de mm are o rezistență la rupere de 250 kg/mm² față de 40 kg/mm² cît are mătasea. Țesătura de sticlă este insensibilă față de razele ultraviolete, de mucegaiuri, nu este atacată de uleiuri și de un mare număr de agenți chimici.

În tabela 3 se dă rezistența firului de sticlă după expunerea la diverse temperaturi timp de 24 h, iar în tabela 4 se arată rezistențele

Tabela 3

Firul utilizat	Rezistența la tracțiune după expunere timp de 24 h la temperaturile				
	20°C	100°C	150°C	200°C	250°C
ES 9 15 C	3,56 kg	3,8 kg	4,2 kg	3,5 kg	2,42 kg

mecanice în stare de livrare a cîtorva sorturi de fibre de sticlă folosite în scopuri electrotehnice.

Inconvenientul principal al fibrei de sticlă în domeniul electric este slaba ei alungire care nu depășește 3% în cazul țesăturilor, ceea ce obligă a tăia în diagonală benzile pentru a se comporta bine la înrolare. Tăierea în diagonală duce însă la lipituri foarte dese ale capetelor de bandă.

Tabela 4

Numele	Diametrul, miimi de mm	Numărul metric	Rezistența minimă, g
ESA 25 ONC	4	250	225
ES5 18 ONC	5	180	250
ES5 9 ONC	5	90	500
ES5 90 C	5	90	450
ES5 45 C	5	45	1 000
ES7 45 NC	7	45	900
ES7 22,5 C	7	22,5	2 000
ES9 3 ONC	9	30	1 100
ES9 15 C	9	15	2 500
ES9 7,5 C	9	7,5	5 000
ES9 3,75 C	9	3,75	10 000

Firul de sticlă este inițial enzimat pentru a-i conferi o mai mare rezistență la frecare atunci cînd este supus operației de țesere. După obținerea țesăturilor, acestea se dezenzimează prin spălare în solvenți sau prin tratament termic. Uneori dezenzimarea se face combinînd operația de spălare în solvenți organici cu tratamentul termic. În final se face un tratament cu finish (de pildă finishes 114 sau finishes 139 ce conțin clormetacrilat de crom) care dă țesăturii de sticlă o bună aderență pentru lacurile organice. În cazul impregnării țesăturilor de sticlă cu lacuri poliesterice, în scopul obținerii de materiale stratificate sau a țesăturilor lăcuite, se recomandă folosirea viniltrietoxisilan-ului dizolvat în apă. După tratamentul cu soluția apoasă de viniltrietoxisilan, țesătura de sticlă este trecută prin cuptoare orizontale sau verticale pentru a se usca.

Din literatura de specialitate [9] rezultă următoarele proprietăți pentru țesăturile de

Tabela 5

Încercările	Unități de măsură	Grosimea țesăturii lăcuite, mm					
		0,05	0,08	0,10	0,12	0,15	0,20
Rezistența la rupere pe urzeală pe diagonală	kg/cm	 7 3,8	 9 4,5	 10,5 5,2	 12,5 6	 15 7,5	 18 9,5
Alungirea pe urzeală pe diagonală	%	 3 15	 3 15	 3 15	 3 15	 3 15	 3 15
Rigiditatea dielectrică	kV/mm	60	60	60	60	60	60
Rezistivitatea de suprafață după 48 h în Ur=65% după 96 h în Ur=80%	Ω	 — —	 — —	 10^{11} 10^{11}	 10^{12} 10^{11}	 — —	 — —
Gramajul	g/m²	90	110	130	160	195	275

sticlă lăcuite, tip Deglas, clasa de izolație F, care sînt redate în figura 2 și în tabela 5.

Țesăturile de sticlă lăcuite cu lac isoftalic [10] sau cu lac tereftalic [11] Linapex 611,

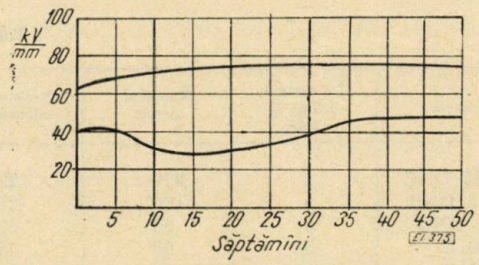


Fig. 2. Variația rigidității dielectrice funcție de timpul de tratament termic la 150°C:
curba *1* – temperatura de măsurare la 20°C;
curba *2* – temperatura de măsurare la 100°C.

respectiv Linapex 592, au caracteristicile tehnice trecute în tabelele 6 și 7.

Tabela 6

Încercările		Unități de măsură	Valorile
Rigiditatea dielectrică, cu electrod Ø 37,5 mm, pentru o țesătură de sticlă lăcuită de 0,12 mm grosime	la 20°C	kV/mm	51
	la 90°C	kV/mm	41
Rezistivitatea de suprafață		Ω	5×10^{14}
Rezistivitatea de volum		Ω·cm	1×10^{15}
Tensiunea de străpungere la 20°C pentru o bandă tăiată în diagonală, sub extensie		kV	extensie în procente 0 3 6 9 12 15 10 10 9,5 9,5 9,5 9

In tabela 8 se dau caracteristicile găsite pentru țesătura de terilenă lăcuită pentru clasa B de izolație [11].

Deși țesăturile de terilenă au caracteristici bune pentru a fi folosite în clasa B de izolație, totuși în literatura de specialitate am găsit o singură informație asupra acesteia [11]. In schimb, se găsesc bogate indicații despre terilena folosită ca material pentru stratificate clasa F de izolație [7].

Tabela 7

Încercările		Unități de măsură	Valorile
Rigiditatea dielectrică la 20°C cu electrod Ø 37,5 mm, pentru o țesătură de sticlă de 0,12 mm grosime	la 20°C	kV/mm	55
	la 90°C	kV/mm	47
Rezistivitatea de suprafață		Ω	$4,5 \times 10^{14}$
Rezistivitatea de volum		Ω·cm	$1,0 \times 10^{15}$
Tensiunea de străpungere sub extensie pentru o bandă tăiată în diagonală la temperatura de 20°C		kV	Extensie în procente 0 3 6 9 12 15 9 8 8 8 7,5 6,5

De aceea ne-am propus să realizăm în laborator atît țesături de sticlă, cît și țesături de terilenă lăcuite cu lacuri poliesterice și totodată să verificăm dacă aceste țesături lăcuite se încadrează în clasele F, respectiv B de izolație.

Tabela 8

Grosimea	Rezistența la tracțiune	Alungire
0,09 mm	4,5 kg/cm	30%

Țesătura de terilenă folosită pentru obținerea unui produs lăcuit are caracteristicile tehnice indicate în tabela 9.

Țesătura de sticlă folosită pentru lăcuire cu lacul poliesteric V 1122 are caracteristicile indicate în tabela 10.

Ambele țesături au fost lăcuite prin imersie în lacul poliesteric V 1122 (mostră de la firma Sterling, Anglia).

Tabela 9

Caracteristici	Unități de măsură	
Grosimea	mm	0,07 ± 0,01
Gramajul	gr/m²	45 ± 2
Rezistența la rupere (epruvetă de 200×50 mm)		
— în urzeală	kg/cm	10
— în bătătură	kg/cm	9
Alungirea — în urzeală	%	25
— în bătătură	%	20
Numărul de fire/10 cm		
— în urzeală		420
— în bătătură		420
Finețea firului	den	60

Lacul poliesteric V 1122 este destinat izolațiilor electrice de clasa F și are următoarele caracteristici tehnice din tabela 11 determinate în laborator.

Tabela 10

Caracteristici	Unități de măsură	
Grosimea	mm	0,08 ± 0,01
Gramajul	g/m²	80,0 ± 4
Rezistența la rupere (epruvetă de 200×50 mm)		
— în urzeală	kg/cm	18
— în bătătură	kg/cm	16
alungirea — în urzeală	%	15
— pe diagonală	%	2

Deoarece viscozitatea lacului este prea mare pentru impregnarea țesăturilor s-a pus problema unei diluări. Din încercările făcute rezultă că lacul se poate dilua cu hidrocarburi

Tabela 11

Aspectul	Limpede, transparent, culoare slab gălbuie
Viscozitate prin cupa Ford la 20°C	115 — 120 s
Conținut de substanțe nevolatile	40%

aromatice : benzen, toluen, xilen etc. S-a preferat xilenul celorlalte hidrocarburi aromatice, deoarece acesta este mai puțin toxic, are o tensiune de vapori relativ mică și un preț de cost scăzut.

Lăcuirea țesăturii de terilenă și sticlă s-a făcut cu un lac a cărui viscozitate a fost de 21 s determinat cu ajutorul cupei Vz 4 la 20°C.

După imersie în lac, țesăturile au fost uscate în etuvă la 135 — 140°C timp de 30 min. Grosimea țesăturilor a crescut cu 0,015 mm, iar după a doua imersie și uscare s-au obținut grosimi finale de 0,04 mm peliculă, astfel că de la grosimea inițială de circa 0,08 mm a țesăturii neimpregnate s-a obținut grosimea finală a țesăturii lăcuite de 0,12 mm.

Pentru grosimi mai mari s-a folosit un lac mai puțin diluat și s-au făcut, de asemenea, două impregnări și două uscări.

S-a obținut o peliculă incoloră, uniformă, lucioasă și deosebit de flexibilă.

Probele electrice și mecanice s-au făcut pe țesăturile lăcuite în stare inițială și după îndoirea la 180°, în jurul unei plăci cu o grosime egală cu grosimea țesăturii lăcuite. Peste îndoitură s-a trecut, într-un sens și în celălalt, un cilindru metalic cu diametrul de 25 mm și cu greutatea de 1 kg. Rezultatele obținute sînt date în tabela 8. Probele au fost făcute pe țesături de terilenă lăcuită cu grosimea de 0,17 mm și pe țesătura de sticlă lăcuită cu grosimea de 0,15 mm.

Pentru tensiunile de străpungere sub extensie s-a folosit bandă din țesătură de terilenă tăiată în diagonal sub un unghi de 45°. Grosimea țesăturii este de 0,12 mm. În tabela 9 se dau valorile tensiunii de străpungere pentru alungirea de la 0 la 15%.

Din tabelele 12 și 13 rezultă că țesătura de terilenă și țesătura de sticlă rezistă la temperatura de 155°C. Proprietățile electrice ale țesăturilor se ridică, după 500 h de tratament termic la 155°C, cu circa 10%, iar proprietățile mecanice, ca rezistență la rupere și alungire, se mențin la valori ridicate.

Deși țesătura de terilenă lăcuită are rezistența la rupere mai mică decît țesătura de sticlă lăcuită, totuși, datorită elasticității fibrei pe îndoitură, pelicula de poliesteri suportă deformațiile mai bine decît pelicula de pe țesătura de sticlă.

Atît pentru fibra de terilenă, cît și pentru pelicula de lac poliesteric este caracteristic faptul că sub extensie, pînă la o alungire de 15%, valorile tensiunii de străpungere nu se modifică sensibil.

Proprietățile electrice și mecanice bune, prețul de cost relativ scăzut, obținerea unor produse electroizolante de clasă superioară de izolație fac din noile țesături lăcuite un prețios material pentru constructorii de mașini și utilaj electric.

Tabela 12

Încercările	Unități de măsură	Valori pentru	
		terilenă lăcuită	sticlă lăcuită
Rigiditatea dielectrică la 20°C — inițial — după îndoire	kV/mm	 50 38	 56 25
Rigiditatea dielectrică la 20°C după 48 h la 155°C — inițial — după îndoire	kV/mm	 50 27	 48 25
Rigiditatea dielectrică la 20°C după 350 h la 155°C — inițial — după îndoire	kV/mm	 53 40	 73 28
Rigiditatea dielectrică la 20°C după 48 h la Ur = 90 % — inițial — după îndoire	kV/mm	 26 22	 26 20
Rezistența la rupere pentru o bandă tăiată pe urzeală	kg/cm	7,5	16
Alungirea la rupere	%	20	3
Rezistența la rupere pentru o bandă tăiată pe diagonal	kg/cm	7	11
Alungirea la rupere	%	40	15
Rezistența la rupere pentru o bandă tăiată pe diagonal după 500 h tratament termic la 155°C	kg/cm	5,5	9,6
Alungirea la rupere	%	25	18
Rezistivitatea de volum în stare inițială	Ω·cm	$1{,}75 \times 10^{15}$	$1{,}4 \times 10^{15}$
Rezistivitatea de volum după 48 h imersie în apă	Ω·cm	$2{,}6 \times 10^{14}$	$1{,}8 \times 10^{14}$
Absorbția de apă după 120 h	%	0,1	0,4

Tabela 13

Alungirea	%	0	3	6	9	12	15
Tensiunea de străpungere	kV	4,3	4,2	4,2	4,1	4	3,9

Concluzii

1) Țesăturile de sticlă și țesăturile de terilenă lăcuite cu lac poliesteric sînt materiale electroizolante flexibile de clasă F, respectiv B de izolație.

2) Datorită elasticității peliculei, materialele sînt indicate pentru înfășurarea capetelor de bobină și izolații între straturi.

3) Țesătura de sticlă lăcuită cu lac poliesteric, deși are rezistență mecanică mai mare decît țesătura de terilenă, totuși aceasta din urmă se pretează mai bine la obținerea de benzi, datorită unei flexibilități mai bune.

Bibliografie

[1] *Bourry, J.* Résines alckydes — polyesters. Paris, Ed. Dunod.

[2] *Zill Berman, E. N.* și colab. New methods for the synthesis of polyesters andt heir oligomers. In : Journal of Polymer Science, vol. 56, feb 1962, p. 417.

[3] *Laurent, R.* Les matériaux électrotehniques modernes. Ed. de la Guillotière.

[4] *Ștefănescu, E.* Tipurile, proprietățile și domeniile de utilizare ale fibrelor poliesterice. In : Industria textilă, nr. 2, 1961.

[5] *Rădulescu, S.* și *Simionescu, T.* Prelucrarea fibrelor sintetice. București, Editura de stat didactică și pedagogică, 1961.

[6] *** Handbuch der Werkstoffprüfung. Berlin, Springer Verlag, 1960.

[7] *Glen, W.* Terylene polyester fibre as a resin reinforcement. In : British Plastics, iunie 1959, p. 273.

[8] *Morgan, P.* Plastiques stratifiés au verre textil. Ed. Eyrolles.

[9] Prospect ISOVOLTA, aprilie 1958.

[10] Prospect IOCO B 110/2.

[11] Prospect IOCO B 110/1.

[12] Prospect ISOLTA.

[13] Catalog Société du verre textile, Lyon.

[14] *Uzac, R.* și *Laporte, S.* Les plastiques armés. Paris, Ed. Dunod.

Intrat în redacție la 5.IV.1965

Stadiul actual în obținerea unor eficacități luminoase ridicate ale izvoarelor luminoase

Silviu Puşcaşu * — Craiova

CZ 621.326.7 : 628.961.004.15

În construcția de izvoare luminoase, o problemă căreia i se acordă, în prezent, o mare atenție, ținînd seamă de deosebita sa importanță tehnică, economică și igienică, este aceea a creșterii eficacităților luminoase. (Cele mai recente norme și prescripții indică, în prezent, pe diferitele planuri de lucru, nivele de iluminare minime, de ordinul sutelor sau chiar miilor de lucşi, şi, ca urmare, izvoarele luminoase folosite în acest scop trebuie să livreze fluxuri luminoase mari fără ca puterile absorbite să fie exagerate, deci ele trebuie să aibă eficacități luminoase mari.) Un pas important în creșterea eficacității luminoase s-a făcut atunci cînd s-a părăsit incandescența ca izvor de bază al radiațiilor luminoase, și s-a făcut apel la electroluminescența descărcărilor electrice în gaze, combinată cu fluorescența unei game variate de substanțe luminofore. S-a crescut astfel eficacitatea luminoasă de la 16,7 lm/W (pentru lampa cu incandescență normală de 1 000 W) la circa 70 lm/W (pentru tubul fluorescent de 40 W cu lumină albă LFA 40).

Datorită rapidei dezvoltări a construcției de tuburi fluorescente și de lămpi cu vapori de mercur, cu sau fără balon fluorescent, cum și datorită introducerii lor pe scară mare în toate sistemele de iluminat, se poate vorbi, în prezent, de tuburi *fluorescente clasice* și de *lămpi cu vapori de mercur clasice.*

Căile prin care se urmărește mărirea eficacității luminoase a izvoarelor de lumină pot fi considerate următoarele.

a) *Influențarea gradientului de potențial în coloana pozitivă*, care este sediul principal al surselor de radiații luminoase, în sensul creșterii acestuia. Evident, acest lucru s-ar putea realiza prin creșterea lungimii lămpii, care nu reprezintă însă o soluție corectă din punct de vedere tehnico-economic. Mai trebuie precizat că mărirea gradientului duce la scăderea densității de curent, fapt care are ca urmare creșterea eficacității luminoase. Creșterea gradientului se face, în special, pe seama micșorării secțiunii tuburilor fluorescente, fără modificarea sensibilă a perimetrului lor. În acest scop s-au propus secțiuni de formă triunghiulară, semicirculară etc. În ultimul timp s-au realizat tuburi fluorescente de formă elicoidală cu pas variabil. Un astfel de tub cu pasul de 250 mm și cu puterea absorbită de 40 W are o eficacitate luminoasă de peste 80 lm/W.

b) *Influențarea excitării și ionizării gazului în care se produce descărcarea electrică în sensul creșterii randamentului luminos.* Acest lucru se realizează prin introducerea, în atmosfera gazoasă clasică din interiorul tuburilor sau recipienților de descărcare, a unor compuși chimici, solizi sau gazoși. Astfel, adăugînd la vaporii de mercur din recipientul de descărcare al lămpii cu vapori de mercur diferite tipuri de ioduri metalice (de exemplu, iodură de thaliu, iodiu, sodiu, galiu) s-a mărit substanțial randamentul luminos al descărcării, obținîndu-se o eficacitate luminoasă de peste 110 lm/W.

În același timp, vaporii de iodură au realizat și o corecție a spectrului luminos, apropiindu-l de cel al luminii naturale și au contribuit și la creșterea duratei de ardere pînă la circa 4000 de ore. Pe această idee se bazează introducerea vaporilor de iodură de sodiu în atmosfera lămpilor cu vapori de mercur. În acest caz, la temperatura ridicată a plasmei arcului de mercur se obține sodiul metalic în stare de excitație termică, fapt care duce la sporirea randamentului electroluminescenței și deci și la creșterea eficacității luminoase. Se ajunge astfel la valori de peste 180 lm/W. În acest caz, această sporire sensibilă a eficacității luminoase se mai datorește și poziției favorabile a radiațiilor emise de sodiu în zona vizibilă a spectrului. Este evident că și în acest caz se obține o uniformizare a distribuirii energiei radiante în zona galben-verde deficitară în cazul atmosferei de vapori de mercur pure. În aceeași ordine de idei trebuie menționată și atenția care se acordă, în continuare, și lămpii electrice cu vapori de sodiu. Astfel, printr-o mai atentă izolație termică a tubului de descărcare, prin alegerea convenabilă a formei și dimensiunilor acestuia, prin adoptarea unei anumite compoziții chimice a sticlei din care el este confecționat, cum și prin adăugarea de gaze rare s-a putut spori substanțial eficacitatea luminoasă a acestor izvoare de la circa 60 lm/W la peste 100 lm/W.

În ultimul timp, tot în domeniul construcțiilor lămpilor cu vapori de sodiu, s-a realizat lampa tubulară de 220 W cu dimensiuni similare cu cele ale tubului fluorescent de 40 W, însă cu o eficacitate luminoasă mult mai mare, și anume de 120 lm/W (la o putere absorbită de circa 213 W lampa livrează un flux luminos de circa 27 000 lm).

c) *Modificarea compoziției granulometrice a substanței luminofore dispuse pe peretele interior al tuburilor sau baloanelor fluorescente.* O serie de cercetări au arătat că în condiții identice adsorbția gazelor din tubul de descărcare de

* Conf. ing. *S. Puşcaşu* este şef de catedră la Institutul pedagogic Craiova.

către substanța luminoforului poate duce la scăderea eficacității luminoase. Rezultă deci că se poate menține o eficacitate luminoasă relativ ridicată dacă se micșorează adsorbția. Fenomenul de adsorbție, ca intensitate, e invers proporțional cu dimensiunile liniare din care este alcătuit luminoforul, astfel încît modificînd compoziția granulometrică a acestuia și structura sa chimică și regimul de prăjire se pot obține eficacități luminoase cu circa 30% mai mari decît cele ale lămpilor obișnuite.

d) *Mărirea eficacității luminoase a tuburilor fluorescente de mare putere.* Un caz particular, deosebit de interesant, îl constituie mărirea eficacității luminoase a tuburilor fluorescente de mare putere (100 W și peste). Trebuie precizat că la construcția acestor lămpi se întîmpină dificultăți întrucît trebuie să se asigure în același timp o mare putere specifică și o mare eficacitate luminoasă. Evident, aceste dificultăți își au originea în faptul că sporirea puterii lămpii duce, în mod inevitabil, la creșterea pierderilor electrice și neelectrice, iar variația fluxului luminos în funcție de variația puterii prezintă fenomenul de saturație la valori mari ale densității curentului care trece prin tub. Cercetările curente au arătat că mărirea eficacității luminoase, în cazul tuburilor fluorescente de mare putere, se poate face în mod eficient prin mărirea randamentului energetic η_{en} al descărcării din coloana pozitivă. Aceasta, pentru că η_{en} este acela care duce, de fapt, la influențarea substanțială a eficacității luminoase.

Mărirea randamentului energetic poate fi făcută, în special, pe două căi : prin realizarea unor descărcări cu o concentrație medie specifică a electronilor relativ redusă și prin mărirea temperaturii electronice a plasmei coloanei pozitive.

De fapt, este evidentă creșterea temperaturii electronice cu scăderea concentrației medie specifică a electronilor. La rîndul său, concentrația medie specifică a electronilor este mai mică la gazele mai ușoare decît la cele mai grele. Din acest motiv, în ultimul timp, s-a trecut la înlocuirea argonului din tuburile fluorescente cu alte gaze mai ușoare, de exemplu cu neonul și, în unele cazuri, chiar cu heliul. În cercările de laborator au arătat, de exemplu, că la o concentrație de 10^{-12} electroni/cm^3 în cazul argonului se obține o temperatură a electronilor de circa 11500°K, în timp ce pentru aceeași concentrație, în cazul neonului, se obțin 12 500°K, iar în cazul heliului 13 500°K. Micșorarea concentrației specifice medii a electronilor se mai poate obține și prin micșorarea mai accentuată a presiunii gazului mai greu (cel clasic, argonul sau criptonul) din tubul de descărcare pînă la valori de ordinul miimilor de mm col. Hg. În prezent se fac cercetări în scopul de a arăta care din cele două posibilități este mai indicată : introducerea de gaz mai ușor sau menținerea, în continuare, a argonului sau criptonului, însă la presiuni mai scăzute.

Cercetările actuale arată că este mai indicată cea de-a doua cale, limita inferioară a presiunii gazului fiind determinată de scăderea randamentului radiației de rezonanță cauzată de accentuarea fenomenului de difuzie al atomilor metastabili spre pereții tubului

e) *Mărirea temperaturii filamentului lămpilor cu incandescență și atenuarea volatilizării lui.* Datorită dimensiunilor relativ mari ale izvoarelor luminoase cu descărcări în gaze, încetării descărcării electrice sub o anumită valoare a tensiunii de alimentare, cum și balastelor inductive, rezistive sau capacitive, care complică instalația și îi măresc prețul de cost, iar în unele cazuri îi micșorează și factorul de putere, cercetările mai recente au luat, din nou, în considerare izvoarele luminoase bazate pe fenomenul de incandescență. Se știe că ideea de bază în ce privește mărirea eficacității luminoase a lămpilor cu incandescență cu filament de wolfram era aceea de a ridica temperatura acestuia la valori cît mai mari, valori, care, pe de o parte erau limitate de volatilizarea stratului de metal, iar pe de altă parte, de înnegrirea peretelui interior al balonului lămpii.

Pentru a se elimina, în mare măsură, aceste două inconveniente, se introduce în balonul lămpii, pe lîngă un anumit gaz rar (argon, criptonetc.), și o anumită cantitate convenabilă de vapori de iod. Aceștia se combină la temperatura de circa 600°C, care există în apropierea peretelui balonului lămpii, cu vaporii de wolfram proveniți din volatilizarea filamentului, cum și cu iodura de wolfram care se formează. În acest fel se poate evita înnegrirea progresivă a peretelui interior al balonului, mărindu-se, în același timp, și temperatura filamentului de la circa 2 700°K, la peste 2 900°K. La astfel de lămpi se obțin eficacități luminoase cu peste 25% mai mari decît la lămpile cu incandescență clasice.

Un alt avantaj al acestui tip de lampă este acela că balonul său are dimensiuni mai mici decît ale unei lămpi cu incandescență clasică de aceeași putere. În același timp ele prezintă un dezavantaj încă neeliminat, și anume acela că lampa trebuie să fie folosită în poziția în care filamentul trebuie să stea riguros orizontal, neadmițîndu-se de-a lungul său regiuni cu temperaturi diferite.

În concluzie, se poate afirma că există în prezent toate premisele tehnico-științifice de la care să se pornească la elaborarea în serie curentă de noi tipuri de izvoare luminoase în comparație cu cele ale lămpilor cu incandescență și cu descărcări în gaze clasice.

De asemenea există perspective deosebit de interesante, atît în ceea ce privește mărirea în continuare a randamentului electroluminescenței și al fluorescenței lămpilor cu descărcări în gaze

cu sau fără balon fluorescent, cît şi în ceea ce priveşte creşterea temperaturii filamentului în cazul lămpilor cu incandescenţă, cu atmosferă de gaze rare.

Bibliografie

[1] *Gughel, B. M.* In: Svetottehnika **9**, nr. 7, iulie 1963, p. 9—13.

[2] *Roressin, H.N.* Perfecţionarea lămpii cu descărcări cu compuşi metalici. In: Tehn. Cinematograph **34**, nr. 244, iunie 1963, p. 195—196.

[3] *Larson, D.A.* Izvoare luminoase cu eficacitate mărită prin utilizarea de aditivi la descărcarea în vapori de mercur. In: Illum. Engng, S.E. \, nr. 6, iunie 1963, p. 434—439.

[4] *Pacé, H.* Lămpile cu incandescenţă cu ciclu de iod. În: Nucleus Franţa **4**, nr. 5, sept — oct 1963, p. 400—405.

[5] *Delrieu, P.* şi *Taxil, A.* Noile lămpi cu descărcări cu coeficient de eficacitate luminoasă mare, prin excitarea simultană a metalelor şi a compuşilor metalici. In: Bull. Soc. Franc-Electr. **8**, nr. 50, febr 1964, p. 80—93

[6] *Thorington I., Shurgan, J.* În: Illuminating Engineering, nr. 3, martie 1962, p. 127—133.

[7] *Veselniţki, L.M.* Sporirea factorului de eficacitate luminoasă a lămpilor cu fluorescenţă de mare putere. In: Svetottehnika **10**, nr. 11, nov 1964, p. 1—7.

Intrat în redacţie la 20.VIII.1965

Pentru tînărul inginer

Studierea parametrilor lustruirii electrochimice a pieselor mici în tobe rotative

V. Parpală, D. Barozzi, I. Gavrilă, V. Bednar şi R. Viseroiu* — Braşov

CZ 621.357.74.001.2

1. Scopul cercetării

În ultimul timp, prelucrarea electrochimică a metalelor a luat o dezvoltare puternică. Decaparea şi lustruirea electrochimică se practică pe scară largă la finisarea şi lustruirea pieselor ornamentale, a obiectelor de larg consum, la ascuţirea unor instrumente medicale etc.

Aceste probleme ridicate de tehnica modernă au impus aprofundarea unor studii întreprinse asupra mecanismului de lustruire electrochimică a metalelor, care constă în netezirea microrugozităţilor şi apariţia luciului pe suprafaţa piesei. Explicaţiile teoretice ale lui V. I. Leiner şi N.T. Kudriavţev [1], cum şi cele ale lui N.P. Fedotiev şi S. I. Grilihes [2] conţin aproape complet mecanismul lustruirii electrochimice şi elaborează o serie de metode de muncă în acest domeniu. Studiul procesului de lustruire electrochimică a preocupat şi colectivele unor cercetători, ingineri şi tehnicieni din ţara noastră [3], care, de asemenea, au elaborat o serie de reţete privind latura experimentală a problemei în condiţii statice.

O problemă importantă se ridică însă cu privire la acoperirea galvanică a pieselor mici. Realizarea procesului de acoperire are loc în prezent în tobe rotative, în care se introduc piesele degresate, în prealabil, legătura la polii de curent realizîndu-se prin electrolit (la polul pozitiv) şi prin atingerea pieselor între ele şi de electrodul (negativ) fixat pe fundul vasului. Acest procedeu sporeşte mult randamentul, calitatea acoperirii lăsînd însă de dorit din cauza lipsei luciului necesar pentru piesele care servesc ca ornamentaţie etc.

Colectivul nostru şi-a propus să elimine această defecţiune prin efectuarea lustruirii electrochimice a pieselor mici în tobele rotative; rezolvarea acestei probleme a contribuit la îmbunătăţirea calităţii acoperirii galvanice, la creşterea productivităţii muncii, eliminîndu-se pe această cale procesele mecanice de lustruire, care erau absolut necesare în cazurile relatate.

Colectivul şi-a propus studierea lustruirii electrolitice a pieselor acoperite cu nichel, atît în condiţii de lustruire statică a probelor (în laborator), cît şi în condiţii de lustruire dinamică (în tobe rotative).

2. Lustruirea statică a probelor

Pentru a putea studia eficienţa lustruirii electrolitice a pieselor în comparaţie cu lustruirea mecanică s-au luat plăci de cupru cu dimensiunile de 50 × 50 × 1 mm, care au fost lustruite, în prealabil, electrochimic, în aceleaşi condiţii, după care au fost acoperite cu un strat de nichel.

Piesele acoperite cu nichel, legate ca anod, au fost introduse într-o baie formată din diverşi electroliţi: a) acid sulfuric 900 g/l, acid ortofosforic 750 g/l, acid citric 20 g/l; b) acid sulfuric 1100 g/l, anhidridă cromică 40 g/l, glicerină 40 g/l. Drept catod s-au folosit plăci de plumb. Anodul a fost fixat de un dispozitiv mobil cu ajutorul căruia s-a variat distanţa dintre electrozi, aplicîndu-se metoda

* Conf. *V. Parpală* este şef de catedră la Institutul pedagogic din Braşov, iar ing. *D. Barozzi, I. Gavrilă, V. Bednar*, şefi de lucrări şi *R. Viseroiu*, asistentă la acelaşi institut.

de lustruire statică. Rezultatele cele mai concludente s-au dovedit a fi cele la care s-a folosit electrolitul de la subpunctul a. Pentru încercări s-a stabilit distanţa dintre electrozi de 4,5 cm ; timpul de desfăşurare a procesului electrolizei s-a menţinut constant, pentru fiecare placă în parte, variindu-se densitatea de curent. După ce s-au spălat şi s-au uscat plăcile lustruite, s-au făcut microfotografii şi s-au comparat rezultatele experimentului.

În urma cercetării efectuate la tensiuni de 8 V s-a constatat că pentru timpul constant de 70 s şi pentru valori diferite ale densităţii de curent (tab. 1) s-au obţinut rezultate interesante. Din microfotografiile plăcilor lustruite se constată că : a) la densităţi mici de curent, cuprinse între 0,069 şi 0,0098 A/cm² (tab. 1), lustruirea nu prezintă interes (fig. 1 a, b), zgîrieturile pe plăci menţinîndu-se în mod vizibil ; b) la densităţi mai mari de curent, de 0,106 A/cm², pe placă apare un luciu evident (fig. 2), iar la densitatea de curent de 0,113 A/cm² rizurile şi petele de coroziune dispar

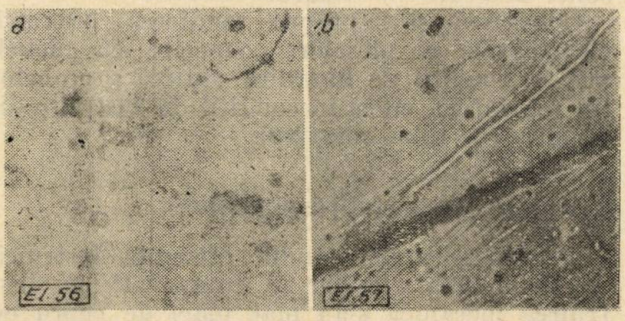


Fig. 1. Microfotografiile plăcilor lustruite la densităţi mici de curent.

de pe placa nichelată, care capătă un luciu strălucitor (fig. 3)

S-au efectuat experienţe, variindu-se timpul de lustruire (tab. 2) pentru aceeaşi distanţă între electrozi. S-a constatat că lustruirea apare în bune condiţii şi la densităţi mai mici de curent, folosindu-se un timp mai mare de lustruire (plăcile 1 şi 4 din tabela 2), în timp ce la timpi mai mari (placa 5, tabela 2), nichelul se ia complet de pe placă. Efectuîndu-se experimentări la distanţă constantă, variindu-se timpul şi densitatea de curent, s-a constatat că pentru lustruirea cea mai bună există

Fig. 2. Placă lustruită la 0,106 A/cm².

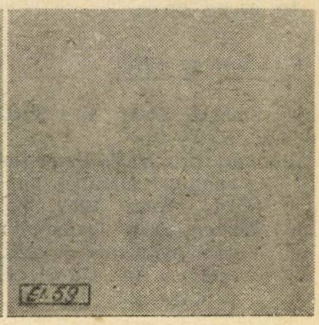


Fig. 3. Placă lustruită la 0,113 A/cm².

o strînsă legătură între densitatea de curent şi timpul de lustruire. Se observă o scădere a densităţii de curent cu creşterea timpului de lustruire (fig. 4) după o curbă hiperbolică. (Datele din tabela 3 reprezintă densităţile de curent şi timpul de trecere a curentului prin electrolit, pentru obţinerea unei lustruiri optime).

Tabela 1

Nr. plăcii	1	2	5	6	7	8	9	10	11
Timpul, s	70	70	70	70	70	70	70	70	70
Densitatea, A /cm²	0,069	0,069	0,099	0,098	0,100	0,942	0,098	0,106	0,113
Intensitatea, A	1,2	1,4	2	1,9	1,9	1,95	1,9	2	2,2
Suprafaţa, cm²	19,7	20,2	20,2	19,3	18,9	20,7	19,3	18,9	19,5
Rezultate bune	—	—	—	—	—	—	—	da	da

Tabela 2

Nr. plăcii	1	2	3	4	5
Timpul, s	80	85	85	90	95
Densitatea de curent, A/cm²	0,071	0,069	0,066	0,074	0,069

Experienţele fazei de laborator au dovedit că : a) electrolitul de lustruire 1 este adecvat scopului ; b) parametrii de lucru sînt cuprinşi

Tabela 3

Timpul, s	70	75	80	Obs.
Densitatea de curent, A/cm²	0,113	0,076	0,064	

între 0,075 şi 0,115 A/cm² densitate anodică de curent şi între 50 şi 75 s durată de lucru ;

c) în aceste condiţii de lucru stratul de nichel devine strălucitor, lipsit de rizuri şi pete de coroziune.

3. Faza de experimentare în tobe rotative

Experimentarea procesului de lustruire s-a făcut apoi în tobe rotative (fig. 5), folosindu-se acelaşi electrolit ca şi în procesul experimentărilor de laborator, iar lustruirea a fost aplicată pe piesele ce intră în circuitul de producţie al uzinei.

Întrucît raportul anod-catod este diferit în cadrul acestui sistem de lustruire, parametrii de lustruire, ca timpul şi densitatea anodică de curent, au suferit mici schimbări.

Bazaţi atît pe experienţele de laborator, cît şi pe încercările efectuate în tobe, s-a stabilit ca regim de lustruire optim:

— tensiunea, 8 V;

— densitatea anodică de curent, 15—0,20 A/cm²;

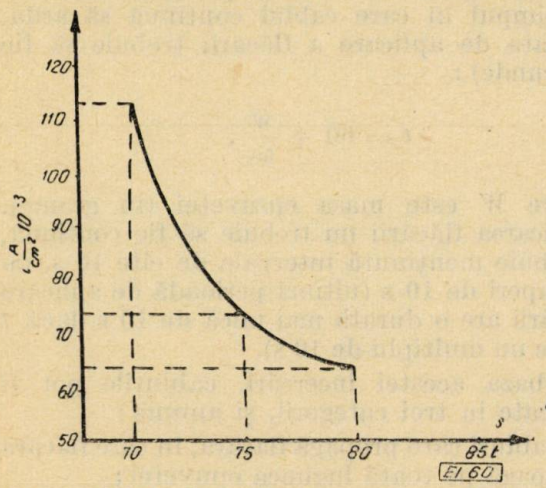


Fig. 4. Variaţia densităţii de curent cu creşterea timpului de lustruire

— durata procesului, 120—200 s;

— temperatura electrolitului, 20—25°C;

— viteza de rotaţie a tobei, 15 rot/min.

Procesul tehnologic complet este constituit din următoarele faze: degresarea pieselor în lapte de var; spălarea lor în apă curgătoare; încărcarea în tobe rotative de nichelare şi menţinerea timp de 40 min la o densitate de curent de 0, 008 A/cm², toba fiind în stare de rotire; descărcarea pieselor în coşuri şi spălarea lor în apă curgătoare; încărcarea şi lustruirea în tobe după regimul stabilit; descărcarea pieselor în coşuri, spălarea în apă fierbinte şi uscarea.

4. Concluzii

Lustruirea pieselor mici pe cale electrochimică în tobe rotative prezintă următoarele avantaje:

— se îmbunătăţeşte calitatea lustruirii pieselor nichelate, suprafaţa acestora fiind net superioară (calitativ) celei obţinute prin vechiul procedeu;

— luciul prezentat de suprafaţa supusă lustruirii este strălucitor, fără rizuri şi pete mate;

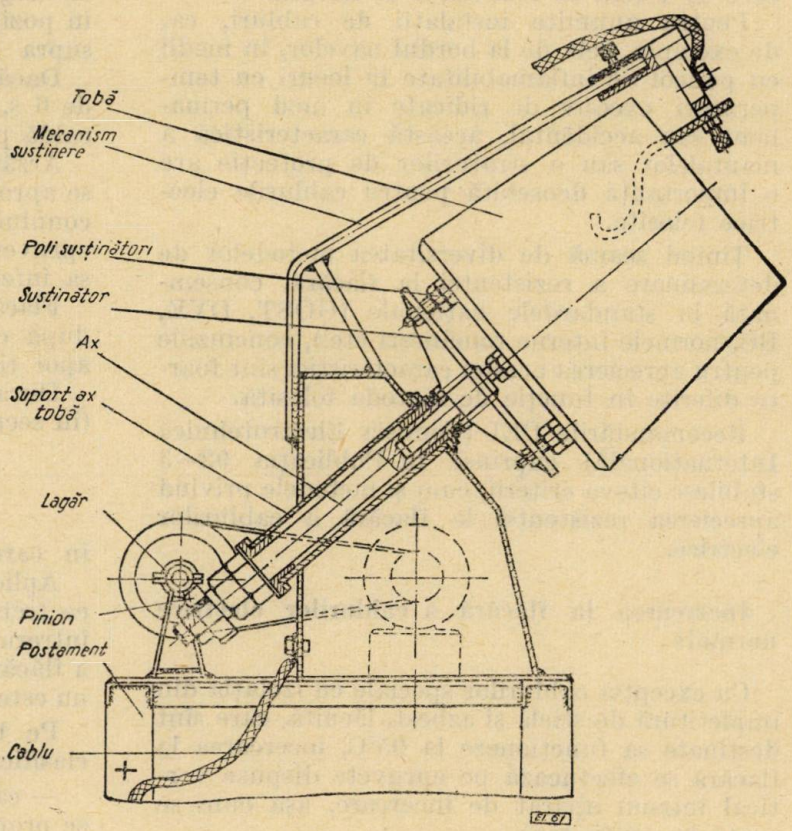


Fig. 5. Tobă rotativă pentru lustruire electrochimică

— se reduce preţul de cost, după noul procedeu manopera de lustruire prezentînd operativitate mare în comparaţie cu cel vechi, ceea ce duce la realizarea unor economii de circa 20 000 lei.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Leiner, V.I.* şi *Kudriavţev, N.T.* Bazele galvanostegiei (traducere din limba rusă). Bucureşti, Ed. tehnică, 1956.

[2] *Fedotiev, N.P.* şi *Grilihes, S. I.* Decaparea, lustruirea şi oxidarea electrochimică a metalelor (traducere din limba rusă). Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.

[3] x x x Lustruirea electrolitică (experienţa Uzinelor "Recas"). Bucureşti, I.D.T., 1955.

Intrat în redacţie la 22.VII.1965

NOTĂ

Criterii pentru aprecierea rezistenței la flacără a cablurilor electrice

Petre Petrescu – București

CZ 621.315.21.017.7.001.2

Una dintre caracteristicile fizice ale cablurilor electrice, a cărei verificare se face prin metode diferite de la o țară la alta, este și aceea care se referă la rezistența la flacără.

Pentru anumite instalații de cabluri, ca, de exemplu, cele de la bordul navelor, în medii cu pericol de inflamabilitate în locuri cu temperaturi excesiv de ridicate în mod permanent sau accidental, această caracteristică a mantalelor sau a straturilor de protecție are o importanță deosebită pentru cablurile electrice folosite.

Ținînd seamă de diversitatea metodelor de determinare a rezistenței la flacără, consemnată în standardele naționale (GOST, DVE, BS, normele interne românești etc.), concluziile pentru aprecierea acestei caracteristici sînt foarte diferite în funcție de metoda folosită.

Recomandările CEI (Comisia Electrotehnică Internațională) cuprinse în Publicația 92—3 stabilesc cîteva criterii, cum și metodele privind aprecierea rezistenței la flacără a cablurilor electrice.

Incercarea la flacără a cablurilor electrice normale

Cu excepția cablurilor speciale cu izolația din împletitură de sticlă și azbest, lăcuită, care sînt destinate să funcționeze la 95°C, încercarea la flacără se efectuează pe epruvete dispuse vertical într-un aparat de încercare, așa cum se arată în continuare.

Încercarea se face într-o cutie metalică avînd forma și dimensiunile indicate în figura 1.

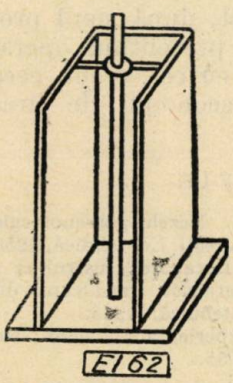


Fig. 1

La partea superioară, aparatul comportă un dispozitiv de fixare și menținere a cablului pe verticală și la mijlocul cutiei. Se folosește un arzător cu gaz, cu diametrul nominal de 10 mm; presiunea gazului se reglează astfel încît să se obțină o flacără cu lungimea de circa 125 mm și cu un con albastru în interior de 40 mm. Epruveta de cablu, lungă de 1200 mm, se fixează în aparat astfel încît extremitatea sa inferioară să atingă placa suport a acestuia. Flacăra arzătorului trebuie să aibă o anumită intensitate, care se verifică în modul următor.

O sîrmă de cupru cu diametrul de 0,7 mm și cu lungimea de cel puțin 100 mm se va introduce în poziție orizontală, în flacără, la 50 mm deasupra extremității superioare a arzătorului.

Dacă sîrma se topește într-un timp mai lung de 6 s, flacăra arzătorului nu este suficient de caldă pentru încercare.

Arzătorul, menținut la un unghi de 45°, se apropie de epruvetă astfel încît extremitatea conului albastru al flacării să atingă suprafața epruvetei la circa 300 mm de la extremitatea sa inferioară.

Flacăra este menținută un timp determinat, după care gazul este întrerupt și se măsoară apoi timpul în care cablul continuă să ardă.

Durata de aplicare a flăcării trebuie să fie (în secunde):

$$t = 60 + \frac{W}{50},$$

în care W este masa epruvetei (în grame).

Aplicarea flăcării nu trebuie să fie continuă, ea trebuie menținută intervale de cîte 10 s, cu întreruperi de 10 s (ultima perioadă de aplicare a flăcării are o durată mai mică de 10 s dacă t nu este un multiplu de 10 s).

Pe baza acestei încercări, cablurile pot fi clasificate în trei categorii, și anume:

— cabluri care propagă flacăra, în care flacăra se propagă pe toată lugimea epuvetei;

— cabluri care nu propagă flacăra, la care flacăra se oprește înainte de a atinge partea superioară a epruvetei;

— cabluri rezistente la foc, acelea la care epruveta de cablu supusă încercării după metoda descrisă este capabilă să suporte (după răcire), timp de 1 min, o tensiune alternativă egală cu dublul tensiunii nominale.

Incercarea specială pentru izolația care nu propagă flacăra

Dacă o izolație, oricare ar fi aceasta, poartă denumirea „care nu propagă flacăra", atunci cablul este supus unei încercări suplimentare, care se face asupra unei epruvete de pe care s-au îndepărtat toate celelalte învelișuri. Conductorul izolat se va încerca în condițiile arătate, cu deosebirea că flacăra va fi aplicată pe epruvetă o singură perioadă de 60 s. După îndepăr-

tarea flăcării, izolația nu trebuie să ardă în continuare mai mult de 60 s, iar lungimea totală, arsă sau carbonizată, nu trebuie să depășească 150 mm.

Incercarea la flacără a cablurilor speciale cu izolația din împletitură de azbest lăcuită

Epruvetele pentru această încercare sînt prelevate din conductoarele sau cablurile finite, în lungime de 450 mm.

O etuvă de dimensiuni corespunzătoare, în care să încapă epruveta, suporturile acesteia, o bobină de încălzire, electrozii, cu aparat pentru măsurarea deplasării flacării și toate accesoriile corespunzătoare, este așezată astfel încît să se evite formarea curenților de aer și să permită vizibilitatea în interior prin ferestre de sticlă incasantă. Gurile de ventilație, repartizate pe fundul etuvei și pe laturi, trebuie să asigure introducerea aerului proaspăt prin intermediul unui ventilator de aspirație așezat deasupra etuvei și astfel reglat încît să permită evacuarea gazelor și a fumului. Epruveta este susținută în poziție verticală pe o lungime liberă de cel puțin 350 mm de către două suporturi.

Extremitatea inferioară a epruvetei este înfășurată cu mătase de sticlă, astfel încît gazele evacuate prin această extremitate să fie îndreptate către electrozi.

Bobina de încălzire este alcătuită din șapte spire dintr-un fir rezistiv, avînd diametrul egal cu 2,6 mm și o rezistivitate de $1{,}06 \pm 0{,}5$ $\Omega mm^2/m$. Spirele sînt înfășurate cu un pas de 6,4 mm. Diametrul interior al bobinei trebuie să depășească diametrul exterior al epruvetei cu cel puțin 12,5 mm și cu cel mult 15,3 mm. Partea inferioară a bobinei de încălzire trebuie să fie așezată la 38 mm deasupra suportului inferior al epruvetei.

Doi electrozi extensibili sînt astfel așezați încît marginile lor se găsesc la 3,2 mm de suprafața epruvetei, dispuși de o parte și de alta a acesteia într-un plan orizontal la 12,5 mm deasupra marginii bobinei de încălzire. Acești electrozi au rolul de a provoca aprinderea gazelor degajate în timpul încălzirii epruvetei, în care scop sînt racordați la un circuit electric corespunzător, care să asigure descărcările electrice în timpul prevăzut pentru încercare.

Electrozii trebuie să fie astfel montați încît să poată fi îndepărtați de epruvetă, după aprinderea ei, pentru a nu se murdări de funingine.

În apropierea epruvetei va mai fi plasat un dispozitiv (de exemplu, o riglă metalică gradată), care să permită măsurarea parcursului făcut de flacără fără a jena propagarea acesteia.

Încercarea la flacără este prevăzută pentru cablurile de tip rezistente la căldură și la flacără.

În urma încercărilor făcute trebuie să se obțină următoarele rezultate:

— timpul minim de inflamare 60 s;
— timpul maxim de ardere 60 s;
— parcursul flăcării maxim 51 s.

Timpul de inflamare. Epruveta este așezată în centrul bobinei de încălzire, etuva este închisă și ventilatorul se pune în mișcare. Se fixează electrozii și aparatul de măsură a parcursului flăcării. Concomitent bobina de încălzire și electrozii se alimentează cu curent electric și se declanșează un cronometru.

Bobina de încălzire se alimentează cu ajutorul unui transformator corespunzător, cu un curent de valoare constantă și cu valorile indicate în tabela 1 în funcție de diametrul nominal al cablului.

Tabela 1

Diametrul nominal al cablului, mm	Curentul (valoare eficace), A
1,27 — 2,51	45
2,54 — 4,82	46
5,08 — 7,36	47
7,62 — 9,90	48
10,16 — 12,44	49
12,70 — 14,98	50
15,24 — 17,52	51
17,78 — 20,06	52
20,32 — 22,60	53
22,86 — 25,14	54
25,40 — 27,68	55
27,94 — 35,30	56
35,56 — 45,46	57
45,72 — 58,16	58
58,42 — 76,20	59

Momentul începerii inflamării se consideră atunci cînd flacăra s-a deplasat din locul unde ies gazele pentru a atinge suprafața epruvetei și a provoca arderea acestuia, fără a ține seamă de scînteile care ar apărea în partea cu gaze cuprinsă între flacără și epruvetă. Timpul de inflamare al acestuia din urmă trebuie notat.

Durata de încălzire. Pentru toate cablurile armate, încercate atît cu armătură, cît și fără armătură, curentul de încălzire al bobinei trebuie întrerupt la 30 s după inflamare. Pentru toate cablurile nearmate la care timpul de inflamare este inferior sau egal cu 60 s, curentul de încălzire al bobinei trebuie să fie întrerupt după 60 s. Dacă timpul de inflamare este mai mare de 60 s, curentul de încălzire trebuie să fie întrerupt la începutul inflamării.

Deplasarea flăcării. Din moment ce inflamarea s-a produs, trebuie să se suprime alimentarea electrozilor și să fie îndepărtați de flacără. Distanța maximă pe care o parcurge flacăra de-a lungul epruvetei, înainte de stingere, măsurată pornind de la extremitatea superioară a bobinei de încălzire, trebuie să fie notată și înregistrată.

Durata înainte de stingerea flăcării. Numărul de secunde în timpul în care epruveta continuă

să ardă pînă la dispariţia totală a flăcării, începînd din momentul cînd s-a întrerupt curentul în bobina de încălzire, trebuie să fie considerat ca durată de stingere a flăcării.

În timpul cercetărilor mai trebuie însemnate şi observaţiile făcute cu privire la abundenţa fumului, la culoarea acestuia, la cantitatea şi la dimensiunile particulelor de funingine.

Concluzii. Metodele de încercare la flacără a cablurilor electrice normale, cum şi a celor de construcţie specială, comportă o aparatură relativ simplă, care poate fi construită după indicaţiile arătate, în orice laborator de încercări fizice şi electrice. De aceste criterii, pe de o parte, trebuie să ţină seamă constructorii de cabluri electrice, iar pe de altă parte, cei care utilizează cablurile electrice în instalaţii pentru care se impun condiţii de rezistenţă la flacără.

Intrat în redacţie la 10.IX.1965

RECENZII

CZ 621.3.011.1 : 518.5

F. Stănciulescu **Rezolvarea ecuaţiei fundamentale a circuitelor neliniare, prin procedee de calcul analogic** (Lösung der Grundgleichung nichtlinearer Stromkreise durch Analogrehenverfahren). In :Archiv für Elektrotechnik **50**, nr. 1, 1965, p. 24—33.

Lucrarea prezintă o analiză detaliată a ecuaţiei fundamentale stabilită de autor a circuitelor cu elemente neliniare :

$$f(i)\frac{d^2i}{dt^2} + g(1)\left(\frac{di}{dt}\right)^2 + h(i)\frac{di}{dt} + j(i)i(t) = \Omega(t),$$

unde $i(t)$ este o funcţie de clasă C^2, care descrie comportarea tranzitorie a curentului electric de conducţie.

Se arată că forma ecuaţiei fundamentale rămîne invariabilă la efectuarea unor substitutii de forma : $i(t) = \theta(\xi(t))$; $i(t) = \frac{d}{dt}\theta(\xi(t))$ sau $i(t) = \theta\left(\int_0^t \xi(t)dt\right)$, unde ξ reprezintă o mărime fizică în legătură directă cu $i(t)$. Acest fapt are o deosebită importanţă.

Se prezintă procedeul de calcul analogic pentru rezolvarea ecuaţiilor neliniare. Cum ecuaţiile neliniare nu pot fi integrate pe cale analitică decît prin metode aproximative, iar metodele de calcul electronice sînt mult mai exacte decît acestea, ideea de a prezenta o schemă de programare pe calculator analogic a ecuaţiei fundamentale a circuitelor neliniare este binevenită datorită gradului de generalitate şi interesului practic pentru calculul analogic.

Autorul arată că, dată fiind analogia dintre fenomenele electrice, pe de o parte, şi fenomenele de natură neelectrică, pe de altă parte, ecuaţia stabilită şi procedeul de rezolvare vor putea fi utilizate şi în studiul altor fenomene, cum ar fi oscilaţiile neliniare de natură mecanică, în studiul proceselor neliniare de transmitere a căldurii etc.

Se dă un exemplu de aplicaţie a rezultatelor teoretice, la un circuit neliniar simplu, în care neliniaritatea este reprezentată de o rezistenţă neliniară avînd caracteristica tensiune curent de forma : $U_N = ki^m$ (pentru exemplificare numerică s-a luat cazul : $m = \frac{1}{2}$). Unda aplicată era în formă de rampă limitată (unda cu front liniar, limitată). Cu această ocazie se constată faptul aparent curios (dar explicabil pe cale teoretică) că la schimbarea pantei frontului undei, în răspunsul sistemului studiat apare un impuls de amplitudine mare, dar de durată foarte scurtă, un impuls Dirac, descris de funcţia $\delta(t)$. Lucrarea se încheie cu concluzii privind aplicabilitatea ecuaţiilor obţinute şi a metodelor de calcul analogic.

Acad. A. Avramescu

CZ 621.389.004 : 518.5

E. P. Billeter. **Utilizarea practică a maşinilor electronice de calcul** (Der praktische Einsatz elektronischer Rechenautomaten). Viena, Springer—Verlag, 1964, 150 p., 49 diagr.

Lucrarea recenzată se ocupă în special cu prelucrarea automată a datelor şi informaţiilor tehnice, ceea ce înlesneşte luarea de decizii juste cu caracter economic. Lucrarea este împărţită în trei părţi mari.

Prima parte este intitulată : "Dispozitivul de calcul" şi conţine trei capitole. În capitolul 1 intitulat "Teoria generală a fluxului de informaţie. Automatul de calcul în lumina ciberneticii" sînt arătate principiile generale ale prelucrării automate a informaţiei. Noţiunea de automat de calcul este însă foarte largă, ea merge de la dispozitivul de adunare electromecanic pînă la maşinile electrotehnice de calcul. Aici este vorba despre automate de calcul în sensul modern al cuvîntului, adică de maşinile electronice avînd o mare capacitate de prelucrare a datelor, o memorie uriaşă şi o viteză de lucru apreciabilă (de ordinul a 10^6 operaţii).

Tot în această parte a lucrării se lămuresc o serie de noţiuni din teoria informaţiei, care au legătură cu subiectul tratat, ca : informaţie, date, prelucrare, ieşire şi altele, ca şi relaţiile dintre ele.

În cel de-al 2-lea capitol "Dispozitive analogice şi digitale" se arată care sînt principiile şi modul de realizare a unei operaţii de calcul prin numere sau prin măsurare. Se dă şi schema cibernetică a fiecăruia dintre cele două genuri de dispozitive.

Ultimul capitol din prima parte, capitolul 3 "Dispozitivul digital" este consacrat maşinilor de calcul digital. Se descrie o schemă-bloc generală a unui calculator electronic pentru prelucrare de informaţie : intrarea, unitatea de prelucrare şi ieşirea. În continuare este prezentat modul de lucru al calculatorului cu ajutorul noţiunilor de : cantitate, calitate şi sistem de numeraţie. Sînt descrise procesul de calcul, modul de reglare şi modul de manevrare a calculatorului.

Partea a doua a lucrării : "Programarea", are rolul unei introduceri în programarea problemelor de calcul la calculator, operaţie prin care cercetătorul sau economistul duce un dialog cu maşina în limbajul acesteia, în urma căruia maşina răspunde anumitor întrebări.

Primul capitol : "Noţiuni fundamentale", lămureşte o serie de termeni ca : program, programare, cuvînt, adresă, cod, soluţie, logică etc. Capitolul doi din această parte "Sistematica maşinii de calcul în legătură cu programarea" prezintă cîteva tipuri de calculatoare, clasificate după principiul funcţional : calculatoare sincrone şi asincroane, operînd serie sau paralel şi automate secvenţiale.

Capitolul trei "Bazele programării" introduce pe cititorul neiniţiat în tainele unei discipline numită "Programarea maşinilor electronice de calcul". Aici sînt prezentate : diagrama de fluenţă (logică), a mersului calculului şi simbolică, tehnica programării, sursele de eroare şi programarea automată.

Capitolul patru "Intrarea şi ieşirea datelor" descrie modul de introducere şi de extragere a datelor prelucrate în maşina de calcul.

Cu partea a treia "Problema prelucrării" sîntem introduşi în partea aplicativă a calculatoarelor la probleme privind prelucrarea de date cu caracter economic.

Capitolul 1 "Noţiunea de automatizare" lămureşte noţiunile de automatizare tehnică, automatizare administrativă, cercetare operaţională şi legătura lor cu teoria informaţiei.

În capitolul doi intitulat "Bazele utilizării maşinilor electronice de calcul în economia întreprinderilor" se tratează o serie de probleme de bază. Astfel sînt expuse : punerea problemei, analiza problemei, programarea şi codificarea

(unei probleme cu caracter economic). Se discută următoarea chestiune : muncă individuală sau colectivă ?

Capitolul trei "Utilizarea controlului statistic al calității" abordează problema utilizării mașinilor de calcul electronic în problema controlului calității producției. Aici este discutată problema controlului statistic al calității producției, sensul ei și modernizarea acestui control prin mijloace electronice, problemă care interesează întreprinderile electrotehnice, în special cele de aparataj.

Capitolul patru "Utilizarea mașinilor electronice de calcul în economie" care încheie această parte, se ocupă cu probleme de genul : contabilitate, calculul salariilor, controlul mărfurilor, analiza vînzării, calcule economice, prelucrarea bugetului, planul de producție și cercetarea operațională și cu posibilitatea rezolvării lor prin procedee de calcul electronic.

Lucrarea se încheie cu un capitol intitulat : "Dezvoltarea presupusă avînd construcția și utilizările mașinilor de calcul electronice", în care autorul, pornind de la convingerea că ne aflăm în pragul celei de-a doua revoluții industriale prevede în continuare un avînt al tehnicii de calcul electronic și al utilizării ei intensive în economie.

Lucrarea este scrisă la un nivel mediu-superior și ca atare este accesibilă unor cercuri mai largi de ingineri, care nu au neapărat specialitatea electronică sau electrotehnică, ca și economiștilor. Ea este utilă pentru că ridică probleme care țin de știința conducerii raționale a economiei unei întreprinderi a viitorului : conducerea operativă, pe baza unor decizii avînd la bază date rezultate din prelucrarea electronică a informației economice.

Ea va interesa, în special, pe inginerul electrotehnician și electronist, primul capabil a înțelege și aplica noua tendință de automatizare a procesului de producție și a administrației întreprinderii.

Fl. Stănciulescu

CZ 621.315.5.004.13 : 536.48

Utilizarea metalelor pure la temperaturi coborîte în electrotehnică. În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 7—8, iulie-august 1965, p. 609—648.

În cuprinsul a opt articole se fac o serie de considerații de ordin teoretic și practic privitoare la procesele fizice, la construcția și exploatarea criomașinilor electrice.

1. X. Anuôt. Contribuțiile tehnicii criogene în electrotehnică (Les apports des techniques cryogéniques, notamment en électrotechnique).

În prima parte s-a expus concepția criomașinilor electrice. Considerațiile de față se impun datorită evoluției rapide a aplicațiilor metalelor pure folosite să funcționeze la temperaturi coborîte. Condițiile care au înlesnit dezvoltarea rapidă a tehnicii criogene cu aplicații multiple în electrotehnică constau în lichefierea aerului în cantitate industrială și găsirea unor utilizări la scara producției aparatelor și mașinilor electrice. Se dau caracteristicile unor fluide criogene, cum ar fi : oxigenul, neonul, hidrogenul, heliul. Se menționează că 1 Wh vaporizează 21 cm³ azot lichid sau 117 cm³ hidrogen lichid sau 1 410 cm³ heliu lichid. Problemele care se pun la aplicarea tehnicii criogene în electrotehnică sînt următoarele :

— generatoare de frig ;
— studiul schimbului de căldură ;
— studiul izolației termice necesare.

Din studiile efectuate se arată că o centrală prevăzută cu un criotransformator și un crioalternator are nevoie de o putere criogenă de cîteva zeci de kW la 20°K. Răcirea separată a criotransformatoarelor și a crioalternatoarelor devine costisitoare, dar folosirea unui fluid refrigerent în comun pentru un criotransformator și un crioalternator poate reduce substanțial prețul ridicat al acestui nou sistem de răcire.

Se prezintă condițiile care pot apărea în exploatarea fluidelor îmbuteliate la temperaturi coborîte și influența lor asupra diferitelor tipuri de materiale folosite în construcția mașinilor electrice. După părerea autorului, hidrogenul fluid s-ar preta la o exploatare normală a criomașinilor electrice.

2. E. Carbonell și *A. Harpe.* Producerea, conservarea și utilizarea temperaturilor joase în criomașini electrice (La production, la conservation et l'utilisation des basses températures dans les cryomachines électriques).

Se expun problemele care se ridică la menținerea în limite necesare a temperaturii conductoarelor sau a altor elemente ale mașinilor electrice. Se examinează condițiile transferului de căldură, ale producerii temperaturilor joase cu ajutorul hidrogenului sau azotului lichid, izolația termică și dificultățile care intervin din punct de vedere tehnologic.

După formularea problemei se indică zonele temperaturilor posibile de realizat pentru răcire în cazul folosirii celor mai uzuale fluide.

Se fac considerații asupra tehnicii de obținere a temperaturilor joase, arătîndu-se influența asupra pierderilor de putere. Se indică schemele uzuale pentru cicluri frigorifice pentru fluide care permit realizarea temperaturilor joase, dîndu-se detalii în cazul utilizării hidrogenului lichid. Indicîndu-se coeficientul de conductibilitate termică în funcție de temperatura absolută în cazul diverselor materiale, se ajunge la precizarea caracteristicilor necesare unei izolații corespunzătoare.

3. P. Burnier. Domeniul de aplicare a criomașinilor electrice (Domaines d'application des cryomachines électriques). Criomașinile vor cuprinde gama mașinilor electrice de mare putere cu pierderi reduse ; prețul lor ridicat nu înlesnește extinderea pe scară industrială a principiilor de construcție a noilor tipuri de mașini. Un alt domeniu de aplicație al tehnicii criogene constă în crearea de cîmpuri magnetice puternice continue sau pulsatorii într-un mare volum. Astfel, se vor putea realiza pe scară industrială generatoare magnetohidrodinamice cu randamente acceptabile.

Alt tip de aplicație îl constituie realizarea și funcționarea aparatelor din domeniul fizicii nucleare. Acceleratoarele de particule vor folosi cîmpurile puternice create prin aplicarea tehnicii criogene.

Se arată în linii mari ce se înțelege printr-un turbocrioalternator ; părțile componente ale statorului și rotorului. Se precizează ordinul de mărime al dimensiunilor la ancoșe și se lasă să se întrevadă reducerea substanțială a pierderilor și a cotelor mașinilor criogene față de cele clasice.

4. B. Hochart. Transformatoarele (Les transformateurs). Se examinează căile de sporire a conductivității metalelor necesare construirii criotransformatoarelor. Se fac considerații asupra pierderilor și a modurilor lor de reducere, asupra reducerii greutăților aparatelor, dîndu-se unele realizări experimentale în acest sens.

5. J. P. Pouillange. Aplicarea metalelor pure la realizarea cîmpurilor magnetice continue sau pulsatorii de mare volum (acceleratoare de particule) (Applications des métaux purs à la realisation de champs magnétiques de grand volume continus et pulsés (accélérateurs de particules).

După trecerea în revistă a principiilor se studiază posibilitatea ridicării inducției folosind răcirea metalelor pure cu hidrogen lichid în sincrotroanele la care se reduc dimensiunile. Se arată influența acestui procedeu și în cazul bobinelor de inductanță și a celor inductoare. Se fac referiri și asupra posibilităților de folosire practică a generatoarelor magnetohidrodinamice.

6. H. Vaison de *Pradenne.* Izolația electrică a criomașinilor. Construcția modelelor (L'isolation électrique des cryomachines. La constructions des modèles). Se studiază izolația transformatoarelor și generatoarelor sub influența temperaturilor coborîte. Se indică categoriile de materiale adecvate, ținînd seamă de calitatea izolației din punct de vedere electric și termic și, mai ales, din punct de vedere mecanic. Se arată măsurile ce se iau la realizarea unor asemenea aparate și mașini.

7. S. Lehongre. Experimentarea în studiul criomașinilor electrice (L'éxperimentation dans les études de cryomachines électriques).

După arătarea metodelor de măsură se expun condițiile experimentărilor întreprinse și rezultatele obținute pentru realizarea unui criotransformator pe model. Între cuva exterioară și cea interioară s-a făcut un vid de 10^{-4} mm col. Hg. Fluidul folosit pentru răcire a fost 1 000 l hidrogen. Modelul criotransformatorului realizat corespunde unui aparat monofazat de 253 kVA, avînd o densitate de curent de 20 A/mm².

Pentru a face un vid de izolare între cuvă şi criotransformatorul experimental s-a utilizat un grup de pompaj de 20 m³/h pentru primar şi de 250 l/s pentru secundar. Pentru alimentarea schemei modelate s-au folosit 12 acumulatoare cu plumb de 2 V şi 250 Ah puse în paralel şi două grupuri montate în serie de 4 V şi 3 000 Ah. Reglajul s-a făcut cu un reostat cu placă de grafit.

8. B. Broniewski, P. Burnier şi *E. Carbonell.* Unele consideraţii asupra interesului economic al criomaşinilor electrice (Quelques considerations sur l'intérêt économique des cryomachines électriques).

Deşi este foarte greu de precizat domeniul economic al noilor tipuri de maşini şi aparate — totuşi se arată care sînt căile economice ce se întrevăd a fi aplicate într-un viitor nu prea îndepărtat. Ansamblul de aplicaţii în tehnica criogenă — deşi sînt în faza experimentală sau semiindustrială — devin favorabile în raport cu cele clasice şi au prioritate pentru grupuri de mare putere de cîteva sute de MVA. În privinţa acceleratoarelor de particule s-au comparat unităţi de 60 GeV realizate pe cale clasică şi pe calea tehnicii criogene. Rezultatele obţinute prezintă interes din punct de vedere practic şi deschid perspectiva aplicării tehnicii criogene la construcţia maşinilor şi aparatelor electrice. Materialul privind aspectele teoretice şi practice referitoare la proiectarea, construcţia şi exploatarea maşinilor electrice, folosind tehnica criogenă, se încheie cu un rezumat al discuţiilor purtate de diverşi specialişti din domeniul cercetărilor, din fabricile constructoare şi din exploatare. Aspectele discutate pun în lumină fenomenele ce se impun la folosirea tehnicii criogene şi subliniază caracteristicile diverselor aparate construite în laborator în domeniul criomaşinilor electrice. De asemenea, se fac referiri şi la aspectele economice, arătîndu-se că la puteri mari asemenea maşini şi aparate devin rentabile.

A. Carabulea

CZ 621.315.1

G. C. Gracey, **Overhead Electric Power Lines** (Linii aeriene de energie). Londra, Ernest Benn, 1963.

Lucrarea reprezintă prima introducere generală, din punctul de vedere al inginerilor, în domeniul liniilor de energie de înaltă tensiune şi poate servi ca ghid pentru studenţii sau inginerii nespecialişti şi ca sursă de referinţă pentru inginerul care se ocupă de linii de transport.

Cartea începe cu un capitol referitor la perspectiva liniilor de transport, în care sînt analizate foarte sumar probleme, ca de exemplu, sursele de putere, sistemul electroenergetic, avantajele transportului de putere în curent alternativ şi continuu, practica actuală din sistemul englez privind eşalonarea tensiunilor şi modul de organizare a alimentărilor în curent alternativ; se dau, de asemenea, dimensiunile echivalente ale canalului de cabluri care pot substitui capacitatea de transport a unor linii aeriene mergînd pînă la 400 kV inclusiv.

Capitolul doi se referă la caracteristicile electrice şi la cele de exploatare a unei linii electrice. Se tratează problema alegerii tensiunii şi a densităţii economice a curentului, constantele caracteristice ale liniei aeriene, diagramele cu un singur pol de tensiune, şi se dau indicaţii pentru calculul căderii de tensiune şi al capacităţii termice la linii de 11 şi 33 kV.

Capitolul trei se ocupă cu planificarea preliminară a traseului liniei. Se acordă atenţie porţiunilor speciale de traseu, cum ar fi: traversări, stîlpi plantaţi în apă sau în bălţi şi condiţii speciale şi locale, cum ar fi: frecarea de stîlp a elefentului în Africa, înălţimea la care trebuie montate conductoarele pentru a permite trecerea girafelor, creşterea în ţările tropicale a anumitor plante pe conductoarele liniei etc. În privinţa metodelor de măsură a traseului, în afară de cele clasice şi de cartare aeriană, se amintesc şi metodele de măsură cu aparate electronice cu microunde (telurometru).

Capitolul patru tratează despre detaliile alegerii traseului şi, în special, despre distribuţia stîlpilor pe profil pentru asigurarea gabaritelor, iar capitolul cinci despre calculul săgeţii şi al tracţiunii conductorului pe baza ipotezelor de calcul prevăzute de standardele britanice şi a elementelor care se pot deduce din ecuaţia de stare.

Capitolul şase prezintă diferite tipuri de conductoare, cum ar fi: conductoarele normale de Ol—Al, conductoarele expandate în care între stratul de Ol şi cel de Al există un material de umplutură, conductoarele fasciculare, conductoarele de aluminiu sau cupru sudate pe un suport de oţel, cabluri aeriene şi conductoarele speciale tip Kaiser, Mushroom etc.

Capitolul şapte prezintă diferite tipuri de izolatoare; de la izolatorul de joasă tensiune cu prindere prin bridă (shackle insulator), pînă la noile izolatoare de tip tijă, care sînt mai puţin folosite în Anglia, unde au fost utilizate mai mult izolatoare lanţ şi la medie tensiune, izolatoare suporturi de formă obişnuită (pin — type) şi de formă cilindrică (post — type). Într-un paragraf special se tratează problema măririi numărului de elemente ale unui lanţ în locuri unde este dificil să se asigure inspecţia linie, în regiuni de mare altitudine şi în regiuni contaminate. Se examinează, în mod special, problema repartiţiei tensiunii pe un lanţ de izolatoare şi se dau formulele şi valorile coeficienţilor care intră în aceste formule pentru lanţuri cu un număr diferit de elemente.

Capitolul opt, cu privire la accesorii, prezintă condiţiile pe care trebuie să le satisfacă diferite tipuri de îmbinări şi cleme. Clasificarea îmbinărilor şi a clemelor este următoarea: cleme de întindere, cleme de susţinere, îmbinări care sînt supuse la tracţiune, îmbinări fără tracţiune, derivaţii şi cordoane. Sînt, de asemenea, prezentate diferite alte tipuri de accesorii, cum ar fi: antivibratoare, distanţoare, contragreutăţi, role de ghidaj şi cleme de montaj.

Capitolele nouă şi zece se referă la stîlpii metalici şi la stîlpii de beton (sau lemn). Sînt prevăzute sarcinile de calcul, coeficienţii de siguranţă şi caculul unui stîlp metalic zăbrelit; sub forma unui exemplu grafic. Se tratează, de asemenea, diferite tipuri de fundaţii, insistîndu-se asupra fundaţiei pe tălpi. Calculul stîlpilor monomontaţi de lemn, beton sau metal este mai detaliat expus decît al pilonilor metalici zăbreliţi.

Metodele de construcţie a diferitelor tipuri de stîlpi sînt tratate în capitolele 11 şi 12. De fapt, în aceste capitole se tratează sumar toate problemele legate de construcţia liniilor electrice de la turnarea fundaţiilor, ridicarea stîlpilor prin clădire, întinderea conductoarelor etc. Se au în vedere metodele noi de lucru folosind elicoptere. De asemenea, se descriu cîteva traversări importante din Anglia şi din Japonia şi se aminteşte de metoda întinderii conductoarelor folosind rachete (peste pădurea FENISCOWLES).

Capitolul 13 este dedicat problemelor de exploatare care apar datorită defectelor şi supratensiunilor, efectului corona, interferenţei radio, contaminării izolaţiei şi coroziunii conductoarelor, cum şi problemei vibraţiei.

Capitolul 14 tratează despre operaţiile de întreţinere şi exploatare, prezentîndu-se în acelaşi timp şi mijloacele auxiliare necesare pentru studiul regimurilor, mijloacele de telecomunicaţii pentru asigurarea legăturilor operative între personalul de exploatare şi diferitele mijloace de mecanizare de la coşurile cu braţ articulat la elicoptere. Problema întreţinerii izolatoarelor este tratată în mod separat. Ultimul capitol 15 tratează o problemă limitrofă, dar totuşi foarte importantă, şi anume problema esteticii construcţiilor energetice. O listă de 22 de referinţe generale bibliografice şi bibliografii suplimentare la fiecare capitol, cum şi o listă de standarde însoţesc textul. În sfîrşit, în patru anexe sînt prezentate: teoria curentului alternativ, sarcini date de vînt, şi efectele vibraţiilor, practica americană privind ipoteze şi sarcini de calcul şi un sumar al prescripţiilor engleze pentru construcţia liniilor electrice aeriene, însoţit de tabele cu caracteristici ale conductoarelor de cupru şi aluminiu.

A. Rothman

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.066.6.004.65

Bergold, K. şi Falkus, K. **Cu privire la sudarea contactelor care se anclanşează** (Zur Frage des Verschweissens einschaltender Kontakte). În : ETZ—B, nr. 15, iulie 1965, p. 489—491, 7 fig., 6 grafice, 1 tab.

Autorul demonstrează că lucrul electric al anclaşării şi deci pericolul sudării reciproce depinde, în afară de aspectul curentului din momentul anclanşării, de doi factori principali : materialul contactului şi viteza de anclanşare. Ca măsură a sudării între două contacte serveşte forţa de a le desprinde unul de altul. Se arată schiţa unui dispozitiv de încercare cu ajutorul căruia se poate regla viteza apropierii celor două contacte, se pot măsura forţa de desprindere a contactelor anclanşate, tensiunea etc. În şase grafice se reprezintă, în funcţie de viteza de anclanşare, forţa de desprindere (deconectare) pentru trei diferite materiale de contact şi trei diferite intensităţi de curent. Se constată că viteza cea mai favorabilă de anclanşare este 200 mm/s şi că oxidul de AgCd se comportă mai bine din punctul de vedere al sudării contactelor.

Experienţele se repetă cu contacte uzate, constatîndu-se şi aici că oxidul de AgCd prezintă sudarea minimă între contacte. Într-o tabelă sînt prezentate (pentru cele trei metale : Ag 1 000, Cu şi AgCdO) suprafeţele de contact după 100 de anclanşări cu 100 A la diferite viteze de conectare. Şi aici AgCdO se dovedeşte a fi superior, suprafeţele de sudare fiind mult mai mici decît la Ag şi Cu.

Articolul se termină cu cîteva considerente privind forţa şi masa contactului mobil, care, conform rezultatelor experienţei, *are un rol* secundar la sudarea reciprocă a contactelor.

Gh. C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.333.025.1

Vaske, P. **Despre mersul motoarelor asincrone trifazate cu condensator pe reţeaua monofazică** (Über den Betrieb von Drehstrom-Asynchronmotoren mit Kondensator am Einphasennetz). În : ETZ—A **86**, nr. 15, 1965, pag. 500—505, 13 fig., 10 ref. bibl.

Se descrie montajul Steinmetz cu condensator, care permite racordarea monofazată a motoarelor trifazate normale. Folosind metoda componentelor simetrice se dau demonstraţii matematice şi grafice care arată corelaţia dintre curent, turaţie, cuplu şi fază pentru diferitele situaţii în care se află maşina. Rezultă că folosind acest montaj se evită (20%) o scădere prea mare din puterea nominală. Pentru mărirea cuplului de demaraj după o oprire — care rezultă foarte slab — se recomandă conectarea în paralel a unui condensator, special numai pentru demaraj. Cuplul de demaraj poate fi, de asemenea, mărit, folosindu-se montajul special al lui Hilgenberg, care nu necesită decît un condensator obişnuit din cei aflaţi în serviciu şi un comutator.

V. L.

CZ 621. 313.2.026.442—585.3

Lodocinikov, E. A. **Noi tipuri de micromotoare de curent continuu cu stabilizarea vitezei de rotaţie** (Novie mikroelecktroprivodî postoiannogo toka so stabilizaţiei skorosti vrascenia). În : Elektrotehnika, nr. 4, aprilie 1965, p. 29—31, 6 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

Prezentarea problemei se face arătîndu-se domeniile în care se folosesc micromotoarele electrice. Se precizează că micromotoarele de curent continuu, utilizate des în automatizări, sînt mai avantajoase decît cele de curent alternativ. Viteza de rotaţie a micromotoarelor variază cu variaţia cuplului rezistent, cu tensiunea de alimentare şi cu acţiunea unor factori externi. Eliminarea acestor neajunsuri se face stabilizînd turaţia micromotoarelor la un grad de precizie dorit, în funcţie de tipul regulatoarelor folosite. Se descriu noile tipuri de instalaţii cu micromotoare prevăzute cu regulatoare centrifuge de viteză, regulatoare electronice de viteză sau micromotoare de curent continuu sincronizate cu sincronizare externă sau internă.

Se descrie apoi modul de funcţionare, se indică schema de principiu a instalaţiei şi la sfîrşit se dau elemente de construcţie pentru diferite tipuri realizate.

A. C.

CZ 621.313.32—81

Lawrenson, P. I. **Solicitările capetelor de bobine în turbogeneratoare** (Forces on turbogenerator and windings). În : Proc. I E E, vol. **112**, nr. 6, iunie 1965, p. 1144—1158.

Se studiază şi se prezintă în formă generală distribuţia tuturor forţelor care acţionează asupra unui cap de bobină al unui turbogenerator clasic cu 2 p = 2 poli. Se arată modul în care rezultatele acestui studiu pot fi folosite pentru a calcula forţele lucrînd asupra bobinajului unui alt turbogenerator de acelaşi tip, dar de alte dimensiuni. Rezultatele sînt prezentate în aşa formă încît pot fi întrebuinţate la determinarea punct cu punct a distribuţiei forţelor pe mănunchiul de conductoare pentru oricare încărcare a acestora. Metoda de calcul se bazează pe exprimarea forţei între două porţiuni scurte şi drepte de conductoare parcurse de curent ; ea este flexibilă şi poate fi aplicată la oricare maşină. S-a studiat efectul pe care poate să-l aibă anumite schimbări survenite în proiectarea bobinajului, ca de pildă schimbarea numărului bobinelor bobinajului statoric, schimbarea distanţei între evolvente etc. Cu privire la precizia rezultatelor obţinute se arată că efectul neglijării cîmpului din întrefier este neimportant ; că erorile care provin din considerarea unui fir mediu în locul unui mănunchi cu o secţiune dată, sînt totdeauna de acelaşi sens şi de 5...10% din valoarea reală a forţei ; că erorile maxime provenite din neglijarea efectelor suprafeţelor frontale ale maşinii sînt de ±10%. Se examinează forţele datorite bobinajului rotoric şi se constată că, în timp ce componentele periferică şi axială pot fi neglijate, componenta radială poate ajunge pînă la 50% din efectul curenţilor statorici şi este îndreptată în afară. În caz de scurtcircuit, curenţii iniţiali nu produc fluxuri şi deci forţe atît de mari ca în cazul în care aceiaşi curenţi ar circula la mers normal, deci orice calcul de forţe făcut pe baza reactanţelor subtranzitorii ale maşinii, va duce la supraestimări. În anexă se dă calculul distribuţiei densităţii forţei lucrînd asupra unui segment de conductor drept şi finit, străbătut de curent, aşezat arbitrar lîngă un conductor similar. Pentru a aplica acest calcul la un cap de bobină într-o maşină, este nevoie de un calculator electronic, anumite operaţii trebuind să fie repetate pînă la 10^5 ori. Tot în anexă se dă lista principalilor paşi ai calculaţiei.

H. A.

CZ 621.313. 292 : 539.8 : 538.639

Maşini magnetohidrodinamice şi magnetoaerodinamice. În : Revue Générale de l'Électricité (R.G.E.) tom. **74**, nr. 11, 1965 şi nr. 12, 1965.

În cuprinsul a patru articole de specialitate se discută unele aspecte privind funcţionarea generatoarelor magnetohidrodinamice.

1. *J. Pericart* şi *A. Montardy*. Contribuţii la studiul efectelor extremale în generatoarele M.H.D. (Contributions à l'étude des effets d'extrémité dans les générateurs M.H.D.

În: R.G.E. tom. **74**, nr. 11, p. 863—872; 15 fig., 10 ref. bibl.

Se tratează două probleme legate de cîmpul electrocinetic din generatoarele M.H.D. de curent continuu, plecîndu-se de la detenta realizată cu viteză mare în cazul unui gaz uşor ionizat într-un cîmp magnetic. Se arată aplicaţiile ce se întrevăd într-un viitor foarte apropiat pentru generatoarele M.H.D. de putere medie. Prima problemă cuprinde calculul pierderilor suplimentare datorită efectelor extremale din generatoarele M.H.D., cînd gazul destins la viteze mari pătrunde în zona unde este aplicat cîmpul magnetic. A doua problemă tratează influenţa gazului asupra funcţionării diverselor părţi componente ale generatoarelor M.H.D. din punctul de vedere al randamentului.

2. *Z. Croitoru.* Generatoare magnetohidrodinamice cu electrozi semiconductori (Générateurs magnetohydrodynamiques à électrodes semiconductrices). În: R.G.E. tom. **74**, nr. 11, 1965, p. 873—880, 10 fig., 7 ref. bibl.

Se analizează condiţiile de funcţionare a unui generator magnetohidrodinamic. Cînd efectul Hall devine pronunţat apare o componentă a cîmpului electric paralel cu electrozii. Această componentă dispare cînd electrozii sînt perfect conductori. Soluţia cu conductori segmentaţi satisface într-o oarecare măsură exploatarea instalaţiilor, dar după un timp de funcţionare apar perturbaţii în zona de învecinare dintre conductor şi izolant. Folosind electrozi semiconductori continui se realizează condiţii uniforme de solicitare a părţilor conductoare. Se studiază problema pierderilor pentru diferite configuraţii privitoare la sarcină: electrozi în serie şi efect Hall, obţinîndu-se rezultate promiţătoare mai ales cînd se folosesc electrozi semiconductori.

3. *F. Felden.* Generatoare magnetohidrodinamice (La Magnetohydrodynamique). În: Revue Générale de l'Électricité tom. **74**, nr. 11, 1965, p. 895.

Se examinează unele aspecte teoretice privitoare la funcţionarea generatoarelor magnetohidrodinamice (M.H.D.). După prezentarea succintă a istoricului dezvoltării instalaţiilor bazate pe principiul generatoarelor magnetohidrodinamice se enumeră unele aspecte privind aplicaţiile acestor instalaţii, atît în prezent, pentru transformarea căldurii direct în electricitate, cît şi mai ales, în viitorul apropiat, în diverse ramuri industriale.

4. *F. Rostas.* Realizarea şi încercarea electrozilor cu arc auxiliar destinat maşinilor magnetoaerodinamice (Realisations et essais d'électrodes à arc auxiliaire destinés à des machines magnetoaérodynamiques). În: Revue Générale de l'Électricité tom. **74**, nr. 12, dec. 1965, p. 983—991, 15 fig., 5 ref. bibl.

Cercetînd problema căderilor de tensiune, care apar la electrozii maşinilor magnetoaerodinamice, autorul a studiat, realizat şi încercat şi un nou tip de electrod folosind un arc auxiliar care uşurează mult exploatarea unor astfel de maşini. Se expun experimentările întreprinse şi rezultatele obţinute.

A. C.

CZ 538.4

Nabholz, H. **Referitor la nivelul dezvoltării generatoarelor magnetohidrodinamice pentru producerea curentului electric** (Über den Stand der Entwicklung magnetohydrodynamischer Generatoren zur Erzeugung von Netzstrom). În: Bull. ASE **56**, nr. 15, 1965, p. 585—593, 27 ref. bibl.

În ultimii ani au fost publicate în literatura tehnică multe studii privind construcţia şi utilizarea genertoarelor magnetohidrodinamice pentru producerea energiei electrice, lăsînd să se întrevadă posibilităţi largi de aplicare în viitor.

Generatorul magnetohidrodinamic (MHD) acţionat de un gaz de combustie este în prezent suficient de dezvoltat pentru a putea servi ca sursă de curent continuu de mare putere. Există însă cîteva probleme care nu au fost încă complet rezolvate şi care scumpesc soluţia. Este vorba de bobinele care creează cîmpul magnetic, realizate din materiale supraconductoare al căror preţ este încă ridicat şi de circuitul închis al reactorului de gaz răcit, care pune probleme de natură fizică, încă nerezolvate.

Din analiza diferitelor tipuri de genetoare MHD produse se ajunge la concluzia că dezvoltarea acestora va cunoaşte un ritm rapid din momentul în care temperatura gazului din reactor va depăşi 1 500°C. Articolul nu prezintă numai soluţii constructive, ci dă şi unele date teoretice ale specialiştilor care lucrează în acest domeniu.

F. T.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.254.8

Muttelsee, W. **Despre transformatorul trifazat cu patru înfăşurări, ca transformator de redresor, cu înfăşurările fracţionate** (Über den Dreiphasen Vierwicklungstransformator als Stromrichter transformator mit gespaltenen Wicklungen). În: ETZ-A **86**, nr. 11, 1965, p. 360—364, 14 fig., 5 ref. bibl.

Plecînd de la studiul comportării unui redresor trifazat cu punct median şi ţinînd seamă de cuplajul magnetic dintre înfăşurările transformatorului se arată influenţa acestui cuplaj asupra funcţionării redresorului şi, în special, asupra tendinţei de amorsare inversă.

Din datele experimentale şi oscilogramele prezentate rezultă că la realizarea unui asemenea redresor trebuie obţinut raportul optim între valorile din schema echivalentă a transformatorului. Se indică modul cum acest raport poate fi reglat.

V. L.

CZ 621.314.222.3+621.314.224.3; 621.382.333.3

Kondor, F. **Transformatoare de tensiune şi curent echipate cu tranzistoare** (Tranzisztoros feszültségatalakitok). În: Elektrotechnika **58**, nr. 4, aprilie 1965, p. 158—164, 16 fig.

Se prezintă transformatoarele statice de tensiune, care funcţionează cu curent continuu, spre deosebire de cele clasice cu circuite magnetice, scoţîndu-se în evidenţă avantajul noilor tipuri de aparate de măsură tranzistorizate. Introducerea noilor aparate se justifică datorită faptului că transformatoarele existente — de tipul motor-generator — au un randament relativ scăzut 0,5—0,7 faţă de noile tipuri care au randamentul global 0,75—0,9. Se studiază influenţa temperaturii asupra condiţiilor de funcţionare a transformatorului static de tensiune.

Se prezintă schema unui transformator cu două tranzistoare şi se trasează curbele de variaţie a curentului, a tensiunii şi a inducţiei magnetice. Se prezintă trei posibilităţi de realizare a transformatoarelor de tensiune echipate cu tranzistoare.

Pe baza schemei ce lucrează într-o singură treaptă se pot construi transformatoare în mai multe trepte. Transformatoarele studiate funcţionează în regim de convertizor de frecvenţă.

În articol se mai fac referiri la transformatoarele de curent tranzistorizate. Un astfel de transformator are două miezuri: unul de măsură, iar altul de protecţie. Înfăşurarea primară este de 10 kV, iar curentul nominal, de 1500 A. Se indică schema şi se descrie modul de funcţionare.

A. C.

CZ 621.314.2.0

Arlett, P. L. **O metodă îmbunătăţită pentru detectarea defectelor incipiente din transformatoare** (On improved method of incipient transformer fault detection). În: Electrical Review **176**, nr. 19, 7 mai 1965, p. 712—714.

O metodă promiţătoare este examinarea gazelor degajate de uleiul transformatorului în timpul funcţionării acestuia. Gazul este aproape întotdeauna generat de un defect, chiar înainte ca el să se declare. S-au analizat toate defectele şi ele au fost reduse pentru simplificare la zece defecte tipice „de bază". Folosind un filtru de masă, s-au simulat aceste defecte şi s-a stabilit o corelaţie între ele şi spectrul gazelor

produse. S-a ajuns a se prevedea nu numai cunoaşterea unui defect în stare incipientă, dar şi poziţia defectului în transformator, cu destulă precizie. Se dă un tabel cu analiză dînd cantitatea relativă a 13 gaze corespunzînd la diferite defecte în transformatoare. Se dau cîteva exemple. Metoda propusă se aplică şi la transformatoarele protejate cu gaz inert.

Economia realizată de detectarea unui singur defect incipient într-un transformator mare, cu posibilitatea localizării acestui defect şi deci a reducerii timpului scoaterii din funcţiune, compensează costul a multe instalaţii necesare aplicării metodei.

H. A.

CZ 621.316 *Distribuţia energiei electrice*

CZ 621.316.1 : 621.311.1 : 621.791

Denzel, P. şi Laufen, R. **Posibilitatea de a evita oscilaţiile tensiunii în reţeaua de alimentare în cazul funcţionării maşinilor de sudat cu condensatori care lucrează cu impulsuri în taet** (Möglichkeit zur Vermeidung von Spannungsschwankungen im speisenden Netz beim Betrieb von im Takt arbeitenden Kondensator-Impuls Schweissmaschinen). În : ETZ—A **86**, nr. 15. 1965, p. 481—490, 15 fig., 8 ref. bibl.

Se compară sudarea prin rezistenţă cu sudarea prin impulsuri cu condensator şi se arată că în cazul al doilea apar în reţeaua de alimentare oscilaţii ale tensiunii care dau naştere unor fluctuaţii nedorite ale curentului în reţeaua de iluminat. Se dau diferite exemple, indicîndu-se un procedeu de cuplare prin care se elimină influenţa perturbatoare a oscilaţiilor tensiunii. Graficele rezultate în urma aplicării schemei propuse arată că alura sarcinii este modificată, salturile care apar fiind preluate de o baterie de condensatoare şi ritmul lor egalizat. Cu această schemă se realizează un dozaj mai raţional al energiei necesare pentru sudare, se micşorează puterea racordului şi se îmbunătăţeşte randamentul transportului de energie al reţelei în vecinătatea aparatelor de sudat.

V. L.

CZ 621.316.53.027875

Rooss, E. **Întreruptorul de putere** (Leistungsschalter). În : Bull ASE **55**, nr. 11, 1964, p. 532—538, 12 ref. bibl.

Realizarea liniilor de transmisie a energiei la treapta de 750 kV impune studierea atentă a performanţelor aparatajului de comutaţie, atît din punctul de vedere al puterii de rupere, cît şi al distanţelor de izolaţie. Se tratează în special solicitările la care sînt expuse întreruptoarele de putere în timpul ruperii pe un scurtcircuit, defect kilometric sau o poziţie de fază. De asemenea, se arată importanţa pe care o capătă studiul supratensiunilor de anclanşare şi declanşare a liniilor de transport lungi, atunci cînd reţeaua care le alimentează este slabă ca putere. Numeroase date experimentale care se referă la regimurile menţionate sînt prezentate în lucrare.

Pentru îmbunătăţirea regimurilor de funcţionare a întreruptoarelor se menţionează soluţiile care adoptă rezistenţele de cuplaj. În încheiere se fac cîteva consideraţii asupra a două tipuri de întreruptoare produse de firmele Sprecher Schuh şi DMF Brown Boveri pentru 750 kV 2 000 A, indicîndu-se particularităţile lor constructive.

Fl. T.

CZ 621.316.933 : 621.1.001.57

Stephanides, H. **Rezolvarea problemelor de protecţie împotriva supratensiunilor, folosind modelarea** (Lösung von Überspannungs schutzproblemen durch Anlagemodelle). In : Bull ASE **55**, nr. 6, 1964, p. 256—260, 7 ref. bibl.

Problema protecţiei contra supratensiunilor se poate studia în mod exact şi rapid folosind principiul analogiei prin modelarea corespunzătoare a reţelelor şi tensiunilor ce acţionează în circuite. Pentru evitarea unor interpolări, reţelele recurente care reproduc liniile trebuie să fie foarte strîns eşalonate. Experienţele efectuate au arătat că este necesar de a utiliza o formă a undei perfect definită, reproductibilă.

Se descrie apoi un model analogic care satisface aceste cerinţe şi permite măsurarea exactă a supratensiunilor. Modelul funcţionează cu o curbă de tensiune care creşte liniar, iar oscilogramele ridicate au arătat o bună precizie de măsurare a acestuia.

Fl. T.

CZ 621.316.1 : 518.5 (73/79)

Guénod, M. **Cîteva aspecte privind utilizarea calculatoarelor electronice pentru exploatarea reţelelor electrice în S.U.A.** (Quelques aspects de l'utilisation de calculatrices électroniques pour l'exploitation des réseaux électriques aux S.U.A.) În: Bull. ASE **56**, nr. 15, 1965, p. 612—616.

Domeniile principale de aplicare ale maşinilor de calcul în exploatarea reţelelor electrice sînt următoarele.

a) Analiza fluxului de energie. Se calculează repartiţia puterilor, determinarea puterilor de scurtcircuit, calculul regimurilor tranzitorii de transmisie, studiul stabilităţii dinamice a reţelelor, analiza defectelor ce afectează reţelele electrice şi selecţia automată a dispozitivelor de protecţie.

b) Realizarea şi planificarea reţelelor electrice şi a echipamentului lor. Se studiază : analiza economică a planurilor de extindere a reţelelor; analiza statistică şi prevederea diagramei de sarcină, optimizarea caracteristicilor ce trebuie impuse viitoarelor centrale, planificarea pe termen lung a sistemelor de producere, transport şi distribuţie a energiei electrice.

c) Exploatarea centralelor şi reţelelor. Se studiază : utilizarea calculatoarelor numerice pentru exploatarea centralelor termice clasice şi nucleare, repartiţia optimă a energiei între diferitele centrale ale unui sistem, stabilirea programelor de exploatare optimă.

Ca exemplu se prezintă problemele de calcul şi de aplicaţie ale maşinilor analogice şi digitale de la dispecerul sistemului energetic Florida (putere de vîrf, circa 1000 MW).

Fl. T.

CZ 621.317 *Măsurători electrice*

CZ 621.317.3.027.875

Froidevaux, J. **Probleme generale ale echipamentului laboratoarelor pentru tensiuni foarte înalte, în vederea dezvoltării şi încercării materialului pentru 750 kV** (Problèmes généraux d'équipement de laboratoires pour très hautes tensions en vue du développement et des essais du materiel 750 kV). In : Bull ASE **55**, nr. 9, 1964, p. 430—433.

După o scurtă analiză a tensiunilor ce pot fi acceptate în viitor se trag concluzii privind dezvoltarea echipamentului laboratoarelor de încercări. Astfel, pentru echipamentul electric necesar liniilor de 750 kV se impune realizarea de staţii de încercare capabile de a da tensiunii de ordinul 1400—1500 kV la 50 Hz şi 4,5 MV la impuls. În ceea ce priveşte puterea transformatorului se indică o valoare mai mare decît cea utilizată pînă acum, 2 000 kVA, ceea ce dă chiar la tensiunea de 1 500 kV un curent de scurtcircuit mai mare de 14. Generatorul de impuls va trebui să aibă o energie de 300 kWs, pentru a putea încerca cele mai diferite tipuri de transformatoare.

Se dezvoltă apoi metodele de măsurare a tensiunilor, dispunerea şi dimensionarea laboratoarelor, metodele specifice de măsurare a parametrilor transformatoarelor. Se insistă în special asupra metodelor de determinare a ionizării pentru care se indică precauţiile necesare de ecranare a surselor.

Fl. T.

CZ 621.317.331.029.53

Abrosimov, E. A. şi Rîlova, N. A. **Dispozitiv precis pentru măsurarea rezistenţelor active şi conductanţelor** (Preţioznîi izmeriteli activnîh soprotivlenii i provodimostei). În : Izmeritelnaia tehnika, nr. 8, 1964, p. 50—53, 3 ref. bibl.

Măsurarea precisă a rezistenţelor şi conductanţelor în curent alternativ într-o gamă largă de frecvenţe constituie una din problemele actuale ale tehnicii de măsurare. Dispozitivele de măsurare a rezistenţei şi conductanţei existente astăzi dau erori însemnate. Din analiza schemelor cunoscute se constată că schema în punte cu braţele cuplate inductiv are cea mai mare perspectivă. Această schemă se descrie pe larg, insistîndu-se şi asupra elementelor ei constructive (transformator, inductanţe etc.).

Un aparat destinat măsurării rezistenţelor şi conductanţelor pentru o gamă de frecvenţe de 10 kHz—1,5 MHz şi de conductanţe 0,001—1 S a fost realizat de autori la NGIMIP. Dispozitivul descris are o precizie de măsurare mai mare decît alte dispozitive similare străine, eroarea de măsură a rezistenţei active sau a conductanţei pentru gama de frecvenţe menţionate nu depăşeşte 0,05%.

Fl. T.

CZ 621.317.735

Haug, A. **Un nou instrument pentru măsurat rezistenţa electrică** (Ein neuer Isolationsmesser). În : ETZ—B, nr. 17, august 1965, p. 561—562, 5 fig., 1 grafic.

Ultimele prescripţii ale WDE cer ca izolaţia în kΩ a unei instalaţii să fie cel puţin egală cu tensiunea acelei instalaţii, adică într-o reţea de 220 V ohmmetrul să arate o izolaţie de cel puţin 220 kΩ. Vechile inductoare utilizate de zeci de ani, cereau instalatorului multă rutină : să suporte greutatea inductorului, să menţină constantă turaţia manivelei etc. Toate acestea au fost înlocuite cu transformatoare de curent continuu în combinaţie cu tranzistoare. Aici se compară cazul în care stabilizarea tensiunii de alimentare U_0 se face înainte sau după transformatorul de curent continuu. Se preferă reglajul înainte de transformator, descriindu-se pentru această metodă şi un regulator al tensiunii din baterie. Principiul acestui regulator tranzistorizat este arătat într-o schemă. O altă schemă rezolvă, tot cu ajutorul tranzistoarelor, problema măsuratului în cazul cînd tensiunea bateriei de alimentare ar scădea sub o anumită limită.

O ultimă curbă dă relaţia între tensiunea de alimentare (din baterie) şi cea de la bornele rezistenţei de măsurat (R_x) şi aceasta atît pentru plină sarcină ($R_x = 0$), cît şi pentru funcţionarea în gol ($R_x = \infty$). În cazul extrem, regulatorul tranzistorizat indicat primeşte doar 300 mV, reglajul între $R_x = 0$ şi $R_x = \infty$ variind doar cu 1%.

Gh. C.

CZ 621.317.42 : 539.152.2

Lory, M. **Măsurarea inducţiilor magnetice prin rezonanţă nucleară** (Mesure des inductions magnétiques par de resonance nucléaire). În : Revue Générale de l'Electricité, tom. **74**, nr. 9, sept 1965, p. 711—715, 5 fig., 9 ref. bibl.

După ce se scot în evidenţă avantajele pe care le prezintă metodele bazate pe rezonanţa nucleară pentru măsurarea cîmpului magnetic, se amintesc, pe scurt, principiile rezonanţei nucleare şi procedeele polarizaţiei electronilor în cîmpuri slabe. Se descriu succint apoi dispozitivele utilizate ca magnetometre, care au fost experimentate de autor, precizîndu-se eroarea sistematică ce intervine la utilizarea montajelor descrise.

Problemele cuprinse în articol se referă la următoarele aspecte :

— caracteristicile de măsurare a inducţiei magnetice prin rezonanţă nucleară ;
— principiile fundamentale ale rezonanţei nucleare ;
— detectarea rezonanţei nucleare ;
— rezonanţa nucleară în cîmpuri slabe ;
— măsurarea inducţiilor magnetice puternice.

La fiecare paragraf se dau relaţii practice de calcul şi se fac consideraţii care înlesnesc înţelegerea fenomenelor fizice. Totodată se indică diferite scheme de măsurare, nou construite, în raport cu cele clasice. Se indică aparatura de măsurare a cîmpurilor slabe şi se fac consideraţii privind măsurarea inducţiilor puternice cu ajutorul rezonanţei nucleare. Un fluxmetru cu rezonanţă nucleară permite să se determine cîmpuri magnetice cu o precizie de ordinul 10^{-5}.

A. C.

CZ 621.319.4 *Condensatoare*

CZ 621.319.4 : 621.315.61

Boyer, P. **Importanţa alegerii dielectricului de impregnare în construcţia condensatoarelor şi incidenţa sa asupra condiţiilor de utilizare** (Importance du choix du diélectrique d'impregnation dans la construction des condensateurs et son incidence sur les conditions d'utilisations). In : Bull. ASE **55**, nr. 3, 1964, p. 100—112, 10 ref. bibl.

Dielectricii de impregnare pot avea o influenţă determinantă asupra caracteristicilor mecanice, termice şi electrice, ca şi asupra duratei de viaţă a condensatoarelor, avînd un rol la fel de important ca şi dielectricul de bază. Cunoaşterea principiilor de impregnare a dielectricilor de bază şi a celor de impregnare constituie baza pentru rezolvarea corectă a problemei.

Se arată că agenţii de impregnare cu proprietăţi cît se poate de variate exercită o influenţă determinantă asupra comportării condensatoarelor şi că alegerea lor nu se poate efectua corect fără a cunoaşte condiţiile exacte de utilizare. În acest sens se prezintă proprietăţile fizice ale acestor materiale, dîndu-se şi indicaţii de folosire. Ca exemplificare se prezintă impregnarea condensatoarelor cu hîrtie metalizată cu film de poliester, cu polistiren orientat, ca şi tehnologia de impregnare a condensatoarelor cu mică.

Fl. T.

CZ 628.9 *Tehnica iluminatului*

CZ 628.9 : 621.32.004

Maroti, G. **Noutăţi în domeniul iluminatului electric** (Ujdonsagok a vilagitastechnika terén). În : Villamosag **13**, nr. 4, aprilie 1965, p. 109—116, 27 fig., 11 ref. bibl.

După încadrarea problemelor noi care apar în domeniul iluminatului electric, se insistă asupra celor mai semnificative, cum ar fi — panourile luminoase cu fluorescenţă, folosirea lămpilor radiatoare care ilumineză şi încălzesc halele industriale, noi tipuri de echipamente pentru pornirea şi reglarea lămpilor cu fluorescenţă.

În prezent se constată o tendinţă din ce în ce mai generală de înlocuire a iluminatului incandescent cu cel fluorescent cu panouri luminoase compuse din 4—5 lămpi cu fluorescenţă. Avantajele principale ale acestui sistem nou sînt : reducerea efectului de orbire ; uniformizarea iluminării suprafeţelor mari. Un aspect nou al iluminatului fluorescent constă în folosirea lămpilor radiatoare, care, pe lîngă asigurarea iluminării, permit încălzirea încăperilor. Se descriu domeniile de folosire a lămpilor cu vapori de mercur de puteri relativ mari (125—1 000 W), destinate pentru iluminatul halelor industriale întinse şi înalte.

Se prezintă tipuri noi de corpuri de iluminat, fie numai pentru lămpile cu fluorescenţă, fie pentru combinaţii adecvate de lămpi cu fluorescenţă şi incandescenţă, destinate a fi utilizate la iluminatul exterior.

A. C.

CZ 608.002.2 : 628.931 : 621.32

Folosirea tehnicii noi în instalaţiile de iluminat. În : Revue Générale de l'Électricité tom. **74**, nr. 12, dec 1965, p. 1073—1091.

Rezumarea celor trei articole se face astfel :

1. M. Toison. Convertizoare cu tranzistoare şi convertizoare cu tiristoare pentru iluminat (Convertisseurs à transistors et convertisseurs à thyristors pour l'éclairage. În : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 1073—1079, 13 fig., 5 ref. bibl.

Se prezintă avantajele pe care le are iluminatul datorită introducerii noilor instalaţii convertizoare cu tranzistoare. Se indică modul de construcţie şi caracteristicile convertizoarelor cu tranzistoare şi cu tiristoare, insistîndu-se asupra principiilor de funcţionare.

2. I. Broek D'Obrenan. Gradatoare de putere cu tiriatroane cu siliciu pentru iluminat (Gradateurs de puissance à thyratrons au silicium pour l'éclairage). În : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 1080—1088, 9 fig.

Se expun principiile generale de utilizare a tiratroanelor cu siliciu în dispozitivele de gradare de putere destinate iluminării sălilor de spectacol, iluminării tunelelor rutiere şi pentru reglajul încălzirilor industriale prin raze infraroşii. Se analizează posibilităţile de realizare şi randamentul instalaţiilor discutate, lăsînd să se întrevadă dezvoltarea deosebită a acestor dispozitive.

3. M. Cathebras. Comandă prin raze luminoase (Commande par rayons lumineux). În : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 1089—1091.

Se examinează caracteristicile elementelor fotosensibile şi ale surselor luminescente folosite pentru comanda electrică. Se indică diverse aplicaţii ale instalaţiilor descrise, care îşi găsesc loc din ce în ce mai mare în industrie.

A.C.

CZ 621.2 ***Utilizarea energiei hidraulice***

CZ 621.224.7

Lieber, I. H. **Turbina-pompă „Isogyre"** (Turbine-pompe „Isogyre"). În: Bull. ASE,nr. 8, 1965, p. 313—317.

O atenţie specială se acordă în ultimii ani realizării unor noi tipuri de grupuri pentru instalaţiile hidroenergetice ; astfel, constructorii de turbine şi de pompe au realizat grupuri reversibile pompe-turbine, de tip binar, din această categorie făcînd parte şi grupul „Isogyre". El se compune dintr-un carter spiral unic în care se roteşte un rotor dublu compus dintr-o roată de pompă şi una de turbină, fiecare calculată riguros pentru caracteristici şi performanţe bine determinate, ceea ce dă o mare suplete instalaţiei. Acest grup are calităţi de adaptare la regim excepţionale, este mai puţin ancombrant decît grupul ternar, poate fi dispus orizontal sau vertical, bucla de automatizare este mai simplă, răspunsul mai rapid.

În privinţa preţului, dacă se ţine seamă de ansamblul maşină hidraulică-maşină electrică — transformator — aparataj şi bucla de automatizare, grupul ternar este cel mai costisitor, apoi vine grupul „Isogyre", şi, în fine, ceva mai ieftin, grupul reversibil.

Domeniul de aplicare al acestor grupuri este destul de vast, funcţionînd corect pentru căderi de apă cuprinse între 130 şi 400 m ; se menţionează montarea de curînd a unui grup de 10 MW în centrala Maggia.

Fl. T.

CRONICĂ

CZ 061.3 : 621.3(498)ICPE

Sesiunea jubiliară de comunicări tehnico-ştiinţifice I.C.P.E.

După 15 ani de activitate rodnică, conducerea Institutului de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică a organizat în zilele de 24—25 ianuarie a.c. o reuşită sesiune de comunicări în sălile Facultăţii de drept a Universităţii din Bucureşti. Invitaţilor li s-a repartizat, o dată cu programul conţinînd şi rezumatele, comunicărilor textul integral multiplicat al acestora, ceea ce a uşurat mult urmărirea lucrărilor.

La şedinţa de deschidere a sesiunii desfăşurată în aula Facultăţii de drept, cu o largă participare prezidată de conf. ing. D. F. Lăzăroiu, director al institutului, a luat cuvîntul tovarăşul ing. Virgil Actarian, adjunct al Ministrului industriei construcţiilor de maşini, care, după o scurtă trecere în revistă a profilului şi activităţii institutului, de la înfiinţare şi pînă în prezent, a evidenţiat pe de o parte rezultatele atinse şi unele lipsuri, stabilind în concluzie, sarcinile principale ce revin institutului în acest plan cincinal, avînd în vedere Directivele Congresului al IX-lea al P.C.R.

Tovarăşul acad. Aurel Avramescu a adus sesiunii salutul Secţiei a IV-a de ştiinţe tehnice a Academiei Republicii Socialiste România şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor împreună cu urările de deplin succes. Activitatea de cercetare cîştigă mult în importanţă, datorită noilor orientări şi măsuri prevăzute în documentele de partid şi de stat, care au culminat în înfiinţarea Consiliului Naţional al Cercetării Ştiinţifice.

Tovarăşul director D. F. Lăzăroiu a înfăţişat mai detaliat activitatea desfăşurată în secţiile şi laboratoarele institutului, creşterea cadrelor şi a bazei materiale încă insuficiente, cu toate eforturile făcute pentru autoutilare, stabilind cadrul în care se va desfăşura activitatea în viitor pentru satisfacerea cerinţelor din ce în ce mai mari şi mai exigente ce rezultă din noul cincinal.

Au urmat şedinţele pe secţii, la care s-au prezentat comunicările rezumate în cele ce urmează.

Comunicările secţiei de maşini electrice

Lăzăroiu, D. F. : Probleme noi în domeniul maşinilor electrice cu întrefier-axial.

Lucrarea prezintă unele aspecte teoretice privind studiul maşinilor electrice de mică putere cu întrefier-axial. În completarea unor cercetări anterioare se prezintă calculul puterii electromagnetice, în funcţie de dimensiunile discului maşinii, în formă optimizată, cu recomandări constructive. Se prezintă, de asemenea, calculul pierderilor prin curenţi turbionari în înfăşurările cu cablaj imprimat, utilizate la astfel de maşini. Se studiază forma cîmpului magnetic în întrefierul maşinilor de curent alternativ, de tipul amintit, cum şi influenţa acesteia asupra performanţelor obţinute.

Marinescu, M. şi *Petcu, M.* : Despre unele rezultate ale acţionării compresoarelor de frigider cu oscilomotor de tip parametric.

Se prezintă pe scurt principiul de funcţionare al oscilomotorului cu dublă redresare a curentului (funcţionare în „push-pull", în impulsuri de curent. Se descrie instalaţia de măsurare a debitului în funcţie de presiune, cum şi a parametrilor electrici (randament, factor de putere). Se dau rezultatele

experimentale ale acționării cu un prototip de oscilomotor de 60 W a unui compresor de frigider de uz casnic. Se trag concluzii asupra avantajelor acționării compresoarelor prin oscilomotor, cum și asupra mijloacelor pentru perfecționarea acestui sistem de acționare.

Bunea, V. : Soluția ecuațiilor lui Maxwell în mediu feromagnetic și în medii anizotrope.

La început este arătată o nouă metodă care permite determinarea cîmpului la magnetizarea în curent alternativ a mediilor conductoare izotrope. Repartiția este dată de o funcție care se poate construi pentru fiecare contur în parte. Se pot obține relații de recurență. Acest lucru a permis abordarea problemei determinării pe cale analitică, punct cu punct, a repartiției inducției în medii conductoare feromagnetice și regim staționar.

Bercu, A., Dumitrescu, P. și *Istrate, M.* : Izolații moderne termorigide pentru mașinile electrice de medie putere (100—1000 kW).

Schemele clasice de izolație folosesc pentru barele statorice o izolație discontinuă, compusă din teci de micafoliu cu bitum sau șelac, pentru părțile de crestătură și benzi izolante pentru părțile frontale. Caracteristicile dielectrice ale acestor scheme sînt inițial bune, însă după o perioadă îndelungată de funcționare, datorită termoplasticității bitumului, apar defecte, în special, în porțiunile de trecere între izolația părților de crestătură și de capăt.

Din aceste considerente, în tehnica mondială, în ultima vreme, au fost realizate izolații folosind materiale pe bază de hîrtie de mică impregnate în rășini sintetice termorigide (epoxidice, poliesterice sau siliconice), ale căror caracteristici dielectrice și termomecanice au stabilitate ridicată în exploatare. I.C.P.E. a realizat o astfel de schemă de izolație, cu gradient de potențial mărit, pentru seria unitară de mașini asincrone 100—1000 kW, 6 kV, fabricate de către Uzinele „Electroputere" — Craiova (U.E.P.C.).

Antohi, C. și *Bercu, A.* : Scheme de izolație pentru motoarele asincrone utilizate la echiparea navelor.

Se prezintă încercările efectuate pe treizeci și nouă de variante de scheme de izolație în condiții de climat tropical umed, ceață salină, șocuri termice intense și imersie în apă. Pe baza rezultatelor obținute se trag concluzii asupra materialelor ce trebuie folosite, se precizează numărul optim de impregnări, numărul optim de acoperiri succesive și tehnologia ce trebuie aplicată la impregnarea și acoperirea bobinajelor motoarelor asincrone gabarit I—IV, destinate echipării navelor fluviale și maritime.

Berinde, V. și *Soare, I.* : Studii pentru determinarea duratei de funcționare a schemelor de izolație pentru mașini electrice asincrone cu puteri pînă la 100 kW.

Se prezintă cercetările întreprinse la I.C.P.E. pentru determinarea duratei de viață a materialelor electroizolante folosite în construcția mașinilor electrice de către industria noastră electrotehnică. Au fost studiate schemele de izolație propuse pentru seria unitară de mașini electrice cu puteri între 0,8 și 100 kW, cu temperaturi maxime de lucru 120°C și respectiv 130°C. Asemenea studii nu s-au făcut pînă în prezent în țara noastră și nu se cunoaște rezistența la îmbătrînire în funcționare a schemelor respective. Lucrarea prezintă, pe scurt, modul de pregătire a machetelor, utilajul folosit și, în special, rezultatele obținute. Pe baza datelor experimentale s-au trasat dreptele de regresie ce caracterizează schemele de izolație încercate.

Checiulescu, M. și *Ceacoveanu, I.* : Contribuție la dimensionarea și amplasarea optimă a compensatoarelor de putere reactivă, în vederea reducerii pierderilor active din sistemele energetice.

Se propune o nouă metodă pentru evaluarea eficienței tehnico-economice a compensatoarelor de putere reactivă, respectiv bateriilor de condensatoare, bazată pe principiul economic al prețului de cost (impus de specificul economiei socialiste) și pe considerarea abaterii caracteristicii de funcționare a compensatorului față de curba de sarcină reactivă a punctului din sistem unde se racordează compensatorul. Criteriul de alegere al variantei optime de compensare este dat de maximul pozitiv al indicelui de eficacitate economică.

Ceacoveanu, I. și *Checiulescu, M.* : Un nou principiu privind optimizarea tehnico-economică a utilajelor electrotehnice.

Sînt analizate principiile conținute în formulele de optimizare a construcției utilajelor electrotehnice, utilizate în prezent în țara noastră (metoda recuperării). Se evidențiază efectele economice negative ale folosirii metodei recuperării atît asupra proiectării și construcției utilajelor de producție, în general, cît și în mod special asupra construcției utilajelor electrotehnice. Se accentuează că prin utilizarea „Metodei recuperării" se construiesc utilaje electrotehnice cu pierderi mai mari de energie în timpul funcționării, avînd drept consecință un preț de cost ridicat al produselor obținute decît alte variante constructive posibile. Produsele obținute prin utilajele selectate prin intermediul „Metodei recuperării" nu pot contribui la creșterea venitului național prin schimburi internaționale de mărfuri. În final, se propune o nouă metodă pentru determinarea variantei constructive optime de utilaj electrotehnic, care elimină dezavantajele economice ale utilizării „Metodei recuperării".

Bărcănescu, V., Costache, V., Cruceanu, E. și *Pascal, P.* : Metode moderne de analiză în studiul materialelor din industria electrotehnică.

Realizările de azi din domeniul electrotehnicii și electronicii sînt legate strîns de studiul materialelor. În studierea aprofundată și sistematică a materialelor, laboratorul de analize a adus contribuția sa prin stabilirea unor metode noi de analiză și aplicarea metodelor și reactivilor moderni. S-au aplicat metodele clasice cu reactivi organici cu moleculă mare, reacțiile în picătură, metodele complexometrice, metodele de separări cromatografice pe coloană, metodele instrumentale fizico-chimice ca cele : spectrofotometrice, electrochimice, spectrografice, fototometrice de flacără etc.

Comunicările secției de aparate electrice

Hortopan, Gh. : Încadrarea divizoarelor de tensiune și a șunturilor în clase de precizie.

Deși se cunosc unele criterii de calitate privind divizoarele de tensiune și șunturile pentru măsura curenților, pînă în prezent dispozitivele de măsură menționate nu sînt încadrate în clase de precizie.

Pe baza unor dezvoltări teoretice și experimentale, autorul propune încadrarea divizoarelor de tensiune și a șunturilor în patru clase de precizie. Încadrarea în clase de precizie se realizează cu ajutorul metodei celor doi parametri, și anume :

— timpul de răspuns și factorul de oscilație, dacă se ține seamă de răspunsul în timp al divizoarelor de tensiune ;

— frecvența de tăiere și atenuarea, dacă se ține seamă de caracteristica de frecvență a dispozitivului de măsură.

Se mai arată, pe baza unui calcul numeric, modul de determinare al timpului de răspuns al unui divizor de tensiune ecranat, plecînd de la cunoașterea funcției de transfer a sistemului de măsură.

Avramescu, A. : Definirea timpului de răspuns a sistemelor amortizat oscilante.

Pentru caracterizarea unui sistem dinamic, mecanic, electric, sonic, pneumatic sau complex, se impune noțiunea de „timp de răspuns".

După ce se analizează diferite definiții ale timpului de răspuns, între care cea dată de CEI, se arată că introducerea constantei de timp arială dedusă de către autor anterior este justificată în raport cu alți parametri.

În opoziție cu definiția CEI, se propune a se considera timpul de răspuns egal cu constanta de timp arială a locului minimelor răspunsului la treapta unitară. Se susține această propunere cu argumente și demonstrații logice, fizice și matematice.

Barbu, I. : Contribuție la stabilirea duratei de viață a aparatelor de comutație.

Se prezintă prevederile celor mai importante norme (VDE și CEI) referitoare la condițiile de încercare a duratei de viață electrică a aparatelor pentru acționarea motoarelor asincrone, arătîndu-se în ce măsură aceste prescripții sînt corecte. Studiind regimurile tranzitorii care apar la acționarea motoarelor asincrone, s-a arătat că parțial numai norma CEI

este corectă, norma VDE prevede condiţii de încercare diferite faţă de cele din exploatare. Curentul de anclanşare la motoare asincrone are două componente aperiodice, iar tensiunea care apare la bornele contactelor contactorului de acţionare este o fracţiune din tensiunea nominală a reţelei (0,2 U).

Cu schemele elaborate de autor, descrise în lucrare, se obţin regimuri tranzitorii echivalente celor care apar în exploatarea aparatelor de comutaţie. Schemele descrise mai prezintă şi avantaje de ordin economic prin reducerea numărului de instalaţii şi a consumului de energie necesar încercărilor. Două din schemele folosite au fost caracterizate, datorită elementelor de noutate, ca invenţii.

Barbu, I. : Contribuţii privind calculul şi construcţia siguranţelor fuzibile.

Se prezintă calcule tehnice ale siguranţelor electrice cu fuzibile, bazate pe aplicarea transformatei Laplace ecuaţiei diferenţiale cu derivate parţiale de ordinul doi, de tip parabolic, construcţia şi caracteristicile seriei de siguranţe rapide şi lente şi unele siguranţe ultrarapide.

Performanţele siguranţelor demonstrează că soluţia constructivă este bine aleasă. Siguranţele rapide sînt executate cu fuzibile din benzi de argint ştanţate, prevăzute cu găuri pentru dirijarea apariţiei arcului electric şi limitarea curentului. Siguranţele lente sînt executate tot din benzi, iar efectul întîrzierii este dat de un material electric (SnCd) situat la mijlocul fuzibilului. Încercarea siguranţelor la capacitatea de rupere s-a făcut la curenţi cu mult mai mari decît cei indicaţi de norme (de exemplu : siguranţele pînă la 25 A au fost încercate la 16 kA, deşi normele indicau 4 kA). Din caracteristicile de fuziune se vede că siguranţele sînt selective, iar caracteristicile de limitare a curentului demonstrează şi ele performanţele ridicate ale siguranţelor. Soluţia adoptată la construcţia siguranţelor ultrarapide face obiectul unui brevet de invenţie, datorită elementelor originale pe care le conţine.

Stănciulescu, F., Winter, Z. şi *Lehaci, S.* : Cercetări cu ajutorul calculatoarelor electronice asupra proceselor tranzitorii în înfăşurările transformatorului de putere în regim de impuls.

Autorii discută o schemă echivalentă a transformatorului de putere, în vederea studiului cu ajutorul calculatoarelor electronice a proceselor tranzitorii care au loc în înfăşurările transformatorului de putere la aplicarea undei de impuls. Se scriu ecuaţiile electrotehnice fundamentale : sistemul de ecuaţii diferenţiale ordinare pentru potenţiale (sub forma matricială) şi ecuaţiile care descriu modul de variaţie al curenţilor de conducţie, capacitivi, de cuvă şi total (denumiţi şi curenţi defectoscopici). Aceste ecuaţii constituie în ansamblul lor modelul matematic al proceselor tranzitorii.

Se examinează modificările defectoscopice ale schemei echivalente şi modul cum acestea se reflectă în modelul matematic al proceselor tranzitorii. Lucrarea conţine, de asemenea, schema generală a calculului, metoda de calcul, schema logică şi descrierea programului de calcul pe calculator numeric. În sfîrşit, se dau curbele de răspuns comparative obţinute pe calculatorul numeric CIFA, atît pentru potenţialele nodurilor, cît şi pentru curenţii defectoscopici cu sau fără defect simulat. Lucrarea se încheie cu o serie de concluzii.

Tănăsescu, Fl., Herşcovici, B. şi *Preda, M.* : Încercarea la putere de rupere a unui separator de sarcină de interior de 20 kV, 200 A, în regimuri de funcţionare diferite.

Se prezintă o serie de încercări ale unui separator de sarcină de interior, de 20 kV, 200 A, la putere de rupere, în regimuri de funcţionare diferite, în vederea stabilirii performanţelor sale şi a domeniilor de aplicaţie.

Schema electrică, a cărei descriere se face pe larg, a permis efectuarea unor încercări la cos $\varphi = 0{,}7$, încercări de deconectare a unor curenţi inductivi de mică valoare şi închideri-deschideri pe curentul nominal.

Încercările efectuate analizate pe un număr de peste 200 de oscilograme au arătat funcţionarea corectă a aparatului.

Petcu, M., Tătaru, N. şi *Adamuţ, I.* : Metode de studiu ale regimurilor tranzitorii ce se produc la acţionarea întreruptoarelor din reţelele electrice de înaltă tensiune.

După trecerea sumară în revistă a metodelor de cercetare actuale, se prezintă experienţa acumulată de colectiv în problema modelării fenomenelor tranzitorii foarte rapide, şi anume : ecuaţii, programe, model analogic general, modelarea întreruptorului şi a generatorului de tensiune sinusoidală. Se arată pentru exemplificare şi unele modele de diagrame obţinute.

Bercu, A. : Construcţii moderne de condensatoare de forţă, impregnate cu materiale clorurate.

Se prezintă considerentele teoretice ale îmbunătăţirii principalilor indici tehnico-economici ai condensatoarelor de forţă şi se analizează factorii respectivi. Ca umare a concluziilor trase s-au realizat noi tipuri de condensatoare impregnate cu materiale sintetice clorurate, de tipul AROCLOR. S-a pus accentul asupra dispozitivelor constructive pentru intensificarea transmisiei căldurii, făcîndu-se studii în acest sens.

Indicii tehnico-economici ai noilor tipuri de condensatoare sînt la nivelul fabricaţiei moderne din Europa.

Nicolae, M., Marcus, B. şi *Diaconu, L.* : Contribuţia I.C.P.E. în domeniul materialelor electroizolante anorganice.

Se prezintă materialele ceramice pentru piese ceramice cu rezistenţă mecanică şi termică ridicată — steatit şi termoceramit, ceramică de înaltă frecvenţă, ceramică dielectrică pentru condensatoare, ceramică piezoelectrică — tipuri de produse studiate şi realizate în cadrul I.C.P.E. Se dau caracteristicile principale ale materialelor elaborate, cum şi domeniile de aplicaţie. Se arată contribuţia adusă la asimilarea de noi procedee tehnologice.

Se prezintă materialele de tip mică-sticlă elaborate de I.C.P.E.

Comunicările secţiei de proiectări pentru industria electrotehnică

Homescu, M. : Contribuţii ale I.C.P.E. la înzestrarea ramurii cu noi unităţi industriale şi mărirea capacităţii celor existente.

Se trec în revistă unele documentaţii întocmite de către sectorul de proiectări al I.C.P.E., enumerîndu-se principalele unităţi electrotehnice realizate sau în curs de realizare şi făcîndu-se o scurtă caracterizare tehnico-economică a lor.

Toma, E. : Sisteme constructive adoptate în unele proiecte pentru industria electrotehnică şi tendinţe pentru viitor.

Se trec în revistă cîteva din proiectele importante pentru hale industriale, întocmite de I.C.P.E. pentru industria electrotehnică, arătîndu-se la fiecare caz, în parte, criteriile care au dus la alegerea sistemelor constructive. Se prezintă, astfel, hala pentru producerea aparatajului electric de înaltă tensiune în suprafaţă de 40 000 m², hala pentru producerea bateriilor, suprafaţă 5 000 m², hala pentru producerea pieselor radio, suprafaţă 750 m², hala pentru fabricarea cablurilor telefonice, suprafaţă 10 000 m², hala pentru fabrica de elemente pentru automatizare, suprafaţă 16 000 m², hale în curs de execuţie. De asemenea, se prezintă cîteva din proiectele întocmite sau în curs de întocmire pentru hale industriale necesare dezvoltării industriei electrotehnice în Republica Socialistă România.

Bărbuleanu, M. şi *Roth, R.* : Studiul optimizării automatizării în operaţiile de montaj.

În introducere se discută calculul rentabilităţii mecanizării sau automatizării unei instalaţii, în general, din punctul de vedere al recuperării investiţiilor suplimentare în raport cu rentabilitatea unei alte destinaţii posibile date acestora.

Se tratează gradul sau nivelul de automatizare şi apoi se prezintă un exemplu de calcul după o metodă bazată pe cercetări făcute de firma „Philips" pentru determinarea unei linii optime de montaj automatizat. Rezultă o diagramă cu o familie de curbe care permite în limite convenabile alegerea soluţiei pentru proiectarea unei astfel de linii tehnologice cu capete de montaj automat.

Lăzărescu, St. : Climatizarea în proiectarea unor fabrici din industria electrotehnică.

În lucrarea de faţă s-au urmărit lămurirea noţiunilor generale de ventilaţie şi elementele principale ale instalaţiilor de condiţionare, prin prezentarea la un nivel accesibil inginerilor

de specialităţi diferite a proceselor de tratare a aerului în camerele de condiţionare pentru perioadele de iarnă şi de vară.

La întocmirea lucrării s-a ţinut seamă de elementele noi apărute în tehnica ventilării şi condiţionării atît ca necesităţi din punctul de vedere al condiţiilor de confort, cît şi din punctul de vedere al mediului necesar desfăşurării proceselor tehnologice după cerinţele unui înalt nivel tehnic. Se prezintă parametrii principali ai aerului, temperatură, viteză şi umiditate, care determină condiţiile de desfăşurare a proceselor tehnologice în întreprinderile industriale.

Într-un scurt capitol este cuprinsă necesitatea şi importanţa automatizării instalaţiilor de condiţionare.

Smighelschi, O. şi *Nae, Gh.* : Aplicaţii ale încălzirii prin inducţie la frecvenţa de 50 Hz în industria constructoare de maşini.

În referat se prezintă trei aplicaţii ale încălzirii prin inducţie la frecvenţa de 50 Hz, proiectate, executate şi puse în funcţiune cu bune rezultate.

1. În anul 1961 s-a proiectat şi executat pentru prima dată în ţară o instalaţie de încălzire prin curenţi de inducţie la frecvenţa de 50 Hz pentru încălzirea parţială la 1200°C a semifabricatelor, în vederea forjării arborelui cotit pentru motorul de 2100 CP al locomotivei Diesel electrice. Similar s-a proiectat şi executat un indicator pentru încălzirea în acelaşi scop a semifabricatelor arborilor cotiţi pentru motorul Diesel de 700 CP.

Rezultatele acestei aplicaţii se concretizează într-o tehnologie de forjare extrem de simplificată cu o manoperă foarte mică şi o calitate net superioară a arborilor cotiţi în comparaţie cu alte metode de forjare.

2. De asemenea, s-a proiectat şi executat pentru prima oară o instalaţie de călire a valţurilor cilindrice de laminor cu diametrul de 700 mm.

3. O altă realizare o constituie proiectarea şi executarea unui cuptor electric de creuzet, încălzit prin inducţie, pentru topit fontă la temperatura de 1450—1500°C, cu o capacitate de 3,5 t.

Toate instalaţiile descrise sînt în exploatare şi dau rezultatele prevăzute în proiect. Aceste rezultate sînt la nivelul celor mai avansate procedee tehnologice şi produse similare străine.

Tihomirov, S. : Contribuţia I.C.P.E. la organizarea fabricaţiei locomotivelor Diesel electrice în Republica Socialistă România.

După o scurtă prezentare a tipului de locomotivă Diesel electrică adoptat în Republica Socialistă România, în comunicare se arată modul cum este organizată fabricaţia acestei locomotive în ţară, cum şi aportul adus de institut pentru rezolvarea cu succes a acestei probleme.

Comunicările secţiei de protecţii climatice

Oprean, L. şi *Minea, N.* : Metode de verificarea calităţilor de protecţie ale unsorilor anticorosive.

Se prezintă rezultatele obţinute la încercările de laborator efectuate pentru verificarea calităţilor de producţie ale unsorilor anticorosive.

Se descriu metode de încercare la acţiunea temperaturii şi umidităţii ridicate a ceţii saline şi infectării cu transpiraţie umană naturală şi artificială. Prin cercetările efectuate s-a ajuns la concluzia că metoda infectării cu transpiraţie umană artificială poate fi utilizată cu rezultate bune la verificarea calităţilor de producţie ale unsorilor.

Stral, L. : Comportarea materialelor de vopsire pe bază de răşini sintetice în microclimatul maritim.

Se prezintă încercarea emailurilor în microclimatul maritim (Agigea). Se indică parametrii climatici ai staţiunii, iar în continuare sînt prezentate diagrame din care reiese comportarea emailurilor, pe perioade de expunere. După 24 de luni de expunere s-a observat o foarte bună rezistenţă a emailurilor epoxidice şi alchidomelaminice.

Lescenco, G. : Utilizarea urotropinei ca inhibitor la decapare.

Se studiază folosirea urotropinei ca inhibitor la decaparea oţelului în acid sulfuric şi clorhidric. Din rezultatele obţinute s-a constatat că, deşi utilizarea urotropinei la decapare duce la o creştere a duratei de decapare de 30—60% faţă, de decaparea în soluţii acide neinhibate, ea este recomandată datorită atît economiilor de acid şi metal care se realizează, cît şi datorită îmbunătăţirii calităţii suprafeţelor decapate.

Pitiş, I. : Contribuţii la studiul protecţiei antivegetative a navelor maritime.

Dezvoltarea continuă a flotei maritime a ţării noastre determină un consum sporit de vopsele, printre care şi cele pentru protecţia antivegetativă. Încercările au fost efectuate de I.C.P.E. în laborator şi în condiţii naturale în staţii flotante (pilot) în portul Constanţa. Au fost luate în studiu vopselele elaborate de către LCCLC, şi anume vopselele pe bază de copolimer vinilic cu diferiţi toxici antivegetativi.

Experimentările făcute au arătat că vopselele încercate care conţin oxid cupros, oxid cupros + oxid de mercur sau oxid de staniu, pot asigura protecţia antivegetativă a navelor pe durata de exploatare dintre două andocări, atunci cînd cantităţile de toxic sînt suficiente. Vopselele cu toxici organici încercate nu au asigurat protecţia pe aceeaşi durată de timp.

Comunicările secţiei de piese şi aplicaţii electronice

Tanach, V., Ivaşcu, V., Stănciulea, L. şi *David, B.* : Dezvoltarea fabricaţiei de ferite în Republica Socialistă România, rezultat al activităţii de cercetare I.C.P.E.

Prezentul referat oferă o sinteză a activităţii de cercetare din I.C.P.E. în domeniul materialelor magnetice oxidice. Cercetările au cuprins elaborări de materiale, piese şi tehnologii moderne, din domeniul materialelor oxidice dure şi moi. Dintre materialele cele mai importante realizate se prezintă : ferita de bariu izotropă şi anizotropă, ferite de Mn-Zn pentru înaltă permeabilitate, ferite de Ni-Zn, ferite de tip perminvar, ferite de Mn-Mg cu ciclu de histerezis dreptunghiular şi ferite magnetostrictive. În continuare se prezintă elementele magnetice realizate din aceste materiale pentru aplicaţii în aparatura electronică de telecomunicaţii şi în automatizări la noi în ţară, cum şi tehnologiile aplicate în efectuarea acestora : presarea automată, turnarea la cald sub presiune, tratament în atmosferă protectoare etc.

Bălăşescu, Gh. şi *Galaţchi, Gh.* : Suprafaţa specifică, parametru structural important la formarea feritei de bariu.

În lucrare sînt prezentate cîteva din aplicaţiile mai importante ale suprafeţei specifice în domeniul materialelor magnetice, şi anume :

1. Suprafaţa specifică, parametru obiectiv de control al măcinării în tehnologia feritelor.
2. Aplicaţii la caracterizarea materiilor prime.
3. Folosirea determinărilor de suprafaţă specifică la studiul reacţiei de feritizare.

Sînt prezentate rezultatele determinărilor de suprafaţă specifică pe probe de ferită de bariu presinterizată şi măcinată la diferite intervale de măcinare. Din analiza rezultatelor se trage concluzia că suprafaţa specifică poate fi folosită ca parametru obiectiv de control al fineţei de măcinare. O altă aplicaţie studiată de noi a fost caracterizarea materiilor prime (Fe_2O_3 şi CO_3Ba) pentru fabricarea feritei de bariu, după valorile pe care le prezintă suprafaţa specifică. Au fost efectuate determinări pe probe de oxizi de fier cu aceeaşi formă cristalografică (αFe_2O_3) şi avînd suprafeţe specifice cuprinse între 0,980 m^2/g şi 69 m^2/g. Cunoscîndu-se valorile suprafeţelor specifice ale reactanţilor la formarea feritei de bariu, s-a urmărit, cu ajutorul analizei termodiferenţiale şi difracţiei de raze X, influenţa suprafeţei specifice în reacţia de feritizare la formarea feritei de bariu.

Bălăşescu, Gh. şi *Galaţchi, Gh.* : Metoda şi aparatura de laborator pentru determinarea precisă a suprafeţei specifice.

S-a realizat o aparatură de laborator pentru determinarea suprafeţei specifice a pulberilor.

Aparatura este concepută pentru a permite ridicarea izotermelor de absorbţie ale gazelor şi vaporilor la temperaturi joase şi presiuni cuprinse între 50 şi 400 torr prin determinări volumetrice.

S-a stabilit o metodă pentru calcularea cantităţilor de gaz absorbite, folosind datele experimentale furnizate de instalaţie.

Metoda studiată şi aparatura realizată au fost folosite în domeniul materialelor magnetice la studiul materiilor prime.

Roman, P., Stoenescu, M., Lupaş, O. şi *Didiv, B.* : Fabricaţia ventilelor redresoare de putere cu siliciu rezultat al cercetărilor efectuate la I.C.P.E.

Se prezintă rezultatul cercetărilor efectuate în I.C.P.E. între anii 1959—1964 în domeniul realizării seriei unitare de ventile de putere cu siliciu.

După o succintă prezentare a progreselor mari făcute în ultimii ani în tehnologia celulelor redresoare cu semiconductoare, se prezintă studiul de rezolvare a problemei obţinerii monocristalelor de siliciu, utilizarea unor instalaţii pilot de obţinerea monocristalelor de siliciu. În continuare, se prezintă seria unitară de celule de 8 A, 25 A, 50 A, 200 A, cu date privind caracteristica lor. Pe baza cercetărilor efectuate în anul 1965 a început fabricarea de ventile şi monocristale cu siliciu la I.P.R.S.

Cahaner, S., Cehan-Racoviţa, M., Lehaci, S., Marin, C., Onica, P., Oprescu, M. şi *Susea, A.* : Utilizarea calculatoarelor electronice la unele probleme de proiectare a produselor electrotehnice.

Comunicarea cuprinde patru probleme distincte : optimizarea umplerii crestăturii cu profil trapezoidal la motoare asincrone şi generatoare sincrone ; studiul preliminar privind calculul numeric al pierderilor la generatoarele rotative de înaltă frecvenţă ; calculul repartiţiei tensiunilor de impuls pe un divizor de înaltă tensiune, cu considerarea inductivităţii liniei de alimentare ; calculul solicitărilor electrodinamice de scurtcircuit a barelor de alimentare.

Pe baza programelor elaborate au fost transmise numeroase rezultate de calcul întreprinderilor şi laboratoarelor. Prin confruntarea cu rezultatele experimentale sau prin alte metode, s-a stabilit corectitudinea procedeelor originale de calcul utilizate.

Andrei, A. şi *Gheorghiade, C.* : Reducerea nivelului de perturbaţii radioelectrice produse de sistemul de aprindere al automobilelor cu ajutorul rezistenţelor volumice.

Se face o introducere în procesul generării cîmpului de perturbaţii radioelectrice produs de sistemul de aprindere al automobilelor. Se arată modul de utilizare şi eficacitatea rezistenţelor volumice în reducerea nivelului cîmpului radioelectric perturbator care deranjează radiocomunicaţiile. Se dau rezultate ale experimentărilor făcute pe unele tipuri de automobile.

Millea, N. : Metode industriale pentru determinarea atenuării la cablurile coaxiale de radiofrecvenţă.

Se prezintă mai multe metode cu caracter industrial, operative şi care nu necesită o aparatură deosebită pentru măsurarea atenuării la cablurile coaxiale de radiofrecvenţă. Se expun bazele teoretice ale metodelor şi se insistă asupra aproximaţiilor care se fac în calcul, cum şi asupra unor erori de măsurare.

Radu, I. şi *Brill, A.* : Asupra parametrilor antenelor de televiziune tip „canal de undă" ; definiţii şi metode de măsură.

Se definesc parametrii antenelor de televiziune tip „canal de undă" şi se clasifică aceşti parametri în mod unitar pe baza documentaţiei celei mai actuale şi experienţei laboratorului de cercetări şi omologări de produse radioelectronice. Se elaborează o metodologie completă de măsură a tuturor parametrilor la nivelul tehnicii mondiale, experimentată, pe baza căreia se trag concluzii cu privire la modul de lucru şi aspectul modificării parametrilor la diversele tipuri de antene.

SCURTE ŞTIRI

Uzină electrică folosind energia mareelor. La Rance, în Franţa, se construieşte prima uzină din lume utilizînd energia mareelor. Uzina, a cărei construcţie a început în anul 1961, este prevăzută a fi terminată în anul 1967. Ea este dotată cu 24 grupuri hidroenergetice de cîte 10 MW fiecare, avînd o putere instalată de 240 MW. Această centrală va fi racordată la sistemul energetic naţional, lucrînd alături de celelalte tipuri de hidro şi termocentrale.

Din : ETZ-B 17, nr. 5, 1965, p. 109—113.

Un nou aparat indicator de tablou prevăzut cu semnalizarea mărimii măsurate la o valoare dinainte stabilită. Mărirea numărului de aparate indicatoare de pe panourile instalaţiilor de automatizare face ca personalul de supraveghere să nu poată urmări totdeauna indicaţiile aparatelor. Acest fapt devine periculos atunci cînd este vorba de o mărime a cărei valoare minimă sau maximă nu trebuie depăşită. În acest scop aparatul prezentat (de format 96 × 48), constituit în variantele c.c. şi c.a., dă posibilitatea transmiterii pe cale electronică (tranzistorizat) a unui semnal care poate fi folosit ca semnalizare (acustică sau optică) sau pentru acţionarea unor dispozitive de protecţie etc. Valoarea la care se transmite semnalul poate fi fixată dinainte pe scala aparatului, conform cerinţelor de exploatare.

Din : ATM 351, aprilie 1965, p. 39—41.

Transformatoare uscate răcite cu gaz. Întrebuinţarea de hexafluoretan C_2F_6 ca agent de răcire la transformatoare a permis fabricarea de transformatoare uscate cu temperatura de lucru de 150°C. Datorită calităţilor termice superioare ale hexafluoretanului, faţă de hidrogen, s-au obţinut transformatoare de gabarit şi greutate mult mai mică decît la construcţiile clasice, şi anume micşorarea înălţimii cu circa 39%, a lungimii cu circa 40%, a lăţimii cu circa 9,5% şi a greutăţii cu circa 50% la putere egală.

Din : Power 108, nr. 12, 1964, p. 66—67.

Microelemente atomice de combustiune avînd o mare eficacitate au fost elaborate de divizia atomică a Societăţii General Dynamics din San Diego (California). Putînd să deschidă drumuri noi în ieftenirea producerii energiei electrice din energie nucleară, microelementele cu diametre de circa 1/2 mm conţin minuscule „răsaduri" din uraniu-toriu, îmbrăcate în pelicule ultrasubţiri de carbon. Această dispoziţie asigură o utilizare plină a combustibilului, fără a fi nevoie de îndepărtarea produselor de fisiune în cursul funcţionării reactorului. Continuarea cercetărilor ar putea fi de mare importanţă pentru utilizarea industrială a combustibilului nuclear în procese ce necesită temperaturi înalte. Microelementele „triplex" au trei pături de carbon „pirolitic" pentru reţinerea produselor de fisiune. Modelele experimentale au atins randamente de peste 200 000 MW zile pe tona de uraniu combustibil conţinut, circa un sfert din combustibil consumîndu-se în acest proces, în care se întrec temperaturi de 1 800°C. Învelişurile de carbon au funcţionat impecabil în cursul experienţelor, astfel încît se prevede renunţarea la cel de-al treilea înveliş, reducîndu-se astfel costul elementelor de combustiune, deci a combustibilului.

Din : Power App. & Syst. 84, oct 1965, nr. 10, p. 9—10 A.

Un dispozitiv cu ultrasunete pentru realizarea de contacte permanente între fire sau benzi subţiri din Al, Au, Ag sau de plăcuţe de Ge şi Si a fost elaborat de un colectiv de inovatori din fabrica de semiconductoare din Frankfurt pe

Oder — R.D.G. Cu modelul dispozitivului se realizează în fabrică, cu bun randament, contacte permanente între suprafeţele active ale tranzistoarelor „planare" cu Si de putere medie şi frecvenţe limită. În cursul procesului se lipesc fire de Al de 100 μm diametru. Fire de Au se pot lipi pînă la diametre pînă la 7,5 μm. Presiunea aplicată este de 3—5 kgf/cm², iar frecvenţa ultrasunetului de 22 kHz. Timpul de lipire s-a redus, faţă de alte procedee, de la 3—5 min la 0,3 s.

Din: Elektrie 19, oct 1965, 10, U 113.

„Transiac" — un regulator de viteză pentru motoare de curent continuu se fabrică de către firma suedeză Hägglung. Dispozitivul este tranzistorizat şi poate efectua reglarea continuă a vitezei electromotoarelor de curent continuu pînă la puterea de 2 kW în limitele de la 25 pînă la 2 500 rot/min. Conducerea prin impulsuri asigură nu numai variaţiile vitezei de rotaţie, ca urmare a schimbării sarcinii, dar permite şi schimbări rapide, conform programului de reglare. Dispozitivul poate fi înzestrat cu un sistem regulator pentru conducerea magneţilor de frînă. Curentul reţelei redresat este condus printr-un dispozitiv special cu siliciu, comandat prin tranzistoare, la indusul motorului. Excitaţia maşinii este conectată la tensiune continuă constantă. Prin comutaţia alimentării se poate schimba sensul de rotaţie al motorului. Tensiunea de comandă şi, prin aceasta, mărimea dorită a vitezei de rotaţie se stabileşte prin potenţiometru. La comanda după program, potenţiometrul este înlocuit printr-un divizor de tensiune.

Din: Electrotehnik 20, nr. 3, 1965.

O nouă uzină electrică nucleară construieşte Societatea General Electric la Oyester Creek, S.U.A. Reactorul ei cu toate accesoriile este proiectat pentru puterea de 620 MW. Conform antecalculului, cheltuielile totale pentru construcţia uzinei vor fi numai de 68 milioane dolari. Prin urmare aici se vor realiza cele mai mici cheltuieli de investiţie specifice, 110 dolari pe 1 kW putere. Cheltuielile proprii de producţie se evaluează la 0,37 cenţi pe 1 kW/h, deci mai mici decît la uzinele termoelectrice, unde sînt de circa 0,42 cenţi/kWh.

Din: Jaderna energie, nr. 11, 1964.

Aplicaţiile laserului se înmulţesc. La numeroase posibilităţi de utilizare a razelor generate de laser s-a adăugat efectuarea analizelor chimice. Cercetătorii Institutului de cercetări Bell telephone laboratories din S.U.A. au făcut cunoscut că se pot efectua analizele calitative la lichide. Astfel, de exemplu, în lumina laserului se poate distinge foarte simplu benzolul faţă de toluol.

Analiza cu ajutorul laserului se bazează pe scindarea luminii monocromatice pînă la o serie de frecvenţe diferite (nuanţe colorate) la străbaterea substanţei încercate. Numărul şi felul culorilor care apar cu această ocazie se schimbă corespunzător compoziţiei substanţei respective.

Din: Archiv für technisches Messen, nr. 12, 1964.

Un nou tip de uzină electrică nucleară transportabilă, denumită „Compact" este produs de o firmă americană. Ea poate fi foarte comod adaptată în exploatare în locuri greu accesibile sau în regiuni expuse, de exemplu, catastrofelor naturale şi debitează puteri de 0,6 pînă la 3 MW. Dimensiunile sînt 2,4 × 9 m, iar greutatea este relativ mică (în limitele de la 48 pînă la 125 t). O încărcătură de combustibil trebuie, după intensitatea exploatării, să ajungă pentru 1 pînă la 5 ani, iar instalaţia trebuie fără deservire să lucreze circa 12 ani. Întreaga uzină poate fi transportată fie în întregime pe un vehicul special, fie desfăcută în elemente (în 5 pînă la 6 părţi), prin transport aerian.

Din: Energietechnik, nr. 11, 1964.

Cea mai mare uzină termoelectrică din Australia urmează a fi construită la Liddellu în Noul Wales de Sud. Aici se vor instala patru agregate cu turbogeneratoare, de o putere de cîte 500 MW. Cărbunii pentru uzină vor fi extraşi din straturile superficiale, dintr-o vale apropiată.

Din: Elektrotechnik, nr. 6, 1965.

Cea mai lungă bandă transportoare din lume a intrat în exploatare în Canada. Banda are lungimea de 4,5 km şi este instalată pe şantierul uzinei mari electrice de pe rîul Peace River. Ea se aplică, în special, la construcţia unui baraj de 186 m înălţime şi 2 000 m lungime. Instalaţia electrică de acţionare a benzii a fost livrată de firma Siemens-Schuckert Werke.

Din: Elektrotechnik, nr. 6, 1965.

Cea mai mare uzină hidroelectrică din Mexic a fost dată în exploatare, parţial, la sfîrşitul anului 1964. Lacul de acumulare poate cuprinde pînă la $12 \cdot 10^9 m^3$ de apă. Prima turbină instalată pînă în prezent are o putere de 336 MW. După terminarea construcţiei, puterea totală a uzinei electrice va fi de 1,8 GW.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1965.

Turbogeneratoare de mare putere fabricate în Franţa. Pentru uzina electrică Porcheville, firma franceză Jeumont a executat un turbogenerator de o putere de 600 MW. Rotorul are lungimea de 6,5 m şi diametrul de numai 1,15 m, raport de dimensiuni avantajos din punctul de vedere al solicitărilor mecanice. Înfăşurările statorului şi rotorului sînt răcite cu hidrogen sub presiunea de 5 at. Excitaţia generatorului se face cu ajutorul redresoarelor cu siliciu. Lungimea totală a maşinii este de 18 m, iar partea sa cea mai grea şi nedezmembrabilă — rotorul — cîntăreşte 380 t.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1965.

Un generator magnetohidrodinamic experimental, construit de firma americană General Electric. Prin aplicarea aşanumitei raze preionizate s-a atins în noua instalaţie o conductibilitate a plasmei de 50 pînă la 100 de ori mai mare, la temperaturi ale gazului numai de circa 1 200°C. Mediul a fost format aici din argon în amestec cu 1% cesiu. Date mai detaliate cu privire la puterea şi posibilităţile utilizării practice deocamdată n-au fost publicate.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1965.

Construcţiile de uzine atomoelectrice se construiesc în Japonia pentru a acoperi consumul de energie electrică, care creşte rapid. Pentru a se reduce dependenţa de livrare a combustibililor s-a elaborat un program vast de dezvoltare a surselor de energie nucleară. Pînă în anul 1970 se vor construi uzine atomoelectrice cu o putere instalată de 1 000 MW. În decursul următorilor 10 ani, această putere va spori în continuare cu 6 000 pînă la 8 000 MW. Însemnate dificultăţi provoacă necesitatea de a asigura uzinele electrice contra acţiunii cutremurelor. Totuşi se presupune că uzinele atomoelectrice din Japonia vor concura începînd din anul 1970, cu succes economic la uzinele termice în care se ard produse petroliere.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1965.

Un neutralizator izotopic electrostatic de mare eficacitate pentru ţesătorii a fost realizat în U.R.S.S. pentru industria textilă. Partea principală a acestui dispozitiv o constituie o placă subţire acoperită cu un anumit radioizotop. Particulele pe care le emite izotopul creează o mare cantitate de ioni (fiecare particulă creează pe un drum în lungime de 5 cm circa 150 000 anioni şi cationi) care acţionează asupra fibrelor textile încărcate cu electricitate statică şi neutralizează încărcarea lor. Prima serie de şase bucăţi din aceste dispozitive a fost încercată în exploatare şi utilizarea acestora a adus o economie anuală de 22 000 ruble.

Din: Elektrotechnik, nr. 7, 1965.

Un dispozitiv laser s-a construit în S.U.A. El debitează o putere de 0,5 milioane kW într-un fascicul concentrat de raze cu un diametru de 1 micron. În acest punct, laserul creează o temperatură de cîteva ori mai înaltă decît temperaturile din interiorul soarelui.

Din: Elektrotechnik, nr 7, 1965.

Rectificare*

La articolul **„Tipuri moderne de instalaţii de acţionare cu motoare de curent continuu şi amplificatoare magnetice"** de *Şofan, E.* şi colab., publicat în Electrotehnica **13**, nr. 12, 1965, p. 425—430, se fac următoarele rectificări:

	în loc de	se va citi
rezumatul în l. română	precedente	precedate
p. 435, legendă fig. 1,	extinderea	extruderea
p. 426, legendă fig. 3,	A_e — amplificatorul electric	A_e — amplificatorul electronic
p. 428, fig. 5, oscil. 11,	2,3 A	23 A
p. 429, sub fig. 7, rînd 2	induse pe înfăşurările	induse de înfăşurările
p. 429, sub fig. 7, rînd 6	R_a	R_n
p. 430, stînga, rînd 5 de jos	produce	procura

* la sesizarea autorului.

Prof. dr. doc. şt. tech. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tech. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tech. A. Avramescu redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tech. V. Corlăţeanu; ing. Al. Greceanu; ing. Şt. Grosu; conf. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; ing. A. Popa; prof. ing. Cristina Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tech. R. Rădulăţ; ing. St. Ţiganetea; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul de virament: Publicaţiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026.002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informaţia" str. Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, C. 4955.

41 400

OSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, greceşti, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele) atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteză), revista, volumul, numărul, luna și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri, funcții, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

SOMMAIRE

CD 621.313.1.017.001.24

Şofan, E. et *Marinescu, M.* : **Une méthode pour la prédétermination par le calcul de l'échauffement des machines électriques rotatives en régime stationnaire.**

Electrotehnica 14, no. 2, février 1966, p. 37–45

On présente un groupe de formules originales pour la prédétermination, par le calcul, de l'échauffement des machines électriques rotatives. On indique les prémisses et la voie suivie pour l'établissement des formules discutées et à la fin de l'article on montre comparativement les résultats obtenus par le calcul et ceux obtenus expérimentalement par leur application dans l'industrie.

CD 621.315.612.6 + 621.315.616.96

Constantinescu, M. : **Tissu en térylène et tissu en fibres de verre recouverts d'un vernis à base de polyester.**

Electrotehnica 14, no. 2, février 1966, p. 46–50

On étudie, du point de vue des propriétés mécaniques et électriques, les tissus en térylène et ceux en fibres de verre vernis avec des laques polyestériques.

CD 621.326.7 : 628.961.004.15

Puşcaşu, S. : **Le stade actuel de l'obtention de certaines efficacités lumineuses élevées des sources de lumière.**

Electrotehnica 14, no. 2, février 1966, p. 51–53

On indique les principales voies que l'on suit en vue d'accroître l'efficacité lumineuse des sources de lumière basées sur le phénomène de décharge dans les gaz, ainsi que sur le phénomène d'incandescence des filaments métalliques.

RUBRIQUE DU JEUNE INGENIEUR

CD 621.357.74.001.2

Parpală, V., Barozzi, D., Gavrilă, I., Bednar, V. et *Viseroiu, R.* : **L'étude des paramètres du polissage électrochimique, dans des tambours rotatifs, des pièces de petites dimensions.**

Electrotehnica 14, no. 2, février 1966, p. 53–55

On étudie les possibilités de polissage électrochimique des pièces de dimensions réduites et l'on met en évidence les grands avantages offerts par cette méthode en comparaison avec l'ancienne méthode.

NOTE

CD 621.315.21.017.7.001.2

Petrescu, P. : **Critères pour apprécier la résistance à la flamme des câbles électriques.**

Electrotehnica 14, no. 2, février 1966, p. 56–58

COMPTES RENDUS 58–60

EXTRAITS 61–65

CHRONIQUE 65–69

BRÈVES NOUVELLES 69–71

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3 : 378.162.33 : 373.63

Köpke, H. **Laboratoarele electrotehnice ale noii clădiri a şcolii naţionale de ingineri Gauss de la Berlin.** In : Elektrotechn. Zeit (ETZ-B) **17**, nr. 12, 4 iun 1965, p. 345—350, 5 fig.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313 : 061.43 (43—2.27) „1965"

Weppler, R. şi *Hackel, I.* **Maşinile electrice şi mecanismele motoarelor.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 13, 18 iun 1965, p. 369—374, 9 fig.

CZ 621.313.13

Tîganova, L. **Motoarele electrice fabricate de Uzina „Elfa".** In : Radio, nr. 4, apr 1965, p. 27—29, 12 fig., 2 tab.

CZ 621.313.2 : 621—523

Karpenko, B. K. **Motoarele de curent continuu cu inerţie redusă pentru instalaţii automate cu acţionare rapidă.** In : Elektrotehnika, nr. 4, apr 1965, p. 25—29, 5 fig., 3 tab., 11 ref. bibl.

CZ 621.313.32.015.33

Canay, M. **Un nou procedeu pentru determinarea dimensiunilor transversale a arborilor maşinilor sincrone** : In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 17, 20 aug 1965, p. 561—568, 15 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.2 + 621.314.22.08 : 061.43 (43.2.27) „1965"

Frank, A. şi *Zahorka, R.* **Transformatoarele de putere şi transformatoarele de măsură.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 13, 18 iun 1965, p. 374— 383, 22 fig.

CZ 621.314.21.048 : 621.317.333

Sapojnikov, A. V. **Nivelul izolaţiei transformatoarelor la tensiune înaltă.** În : Elektricestvo **86**, nr. 4, apr 1965, p. 84—88, 1 fig., 29 ref. bibl.

CZ 621.314.5 : 061.43 (43—2.27) „1965"

Korb, F. şi *März, G.* **Redresoare de curent (mutatoare).** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 13, 18 iun 1965, p. 383—387, 8 fig.

CZ 621.314.63.004.6

Kloss, A. **Problema siguranţei de funcţionare a redresoarelor.** In : Elektrotehn. Obz. **54**, nr. 4, apr 1965, p. 159—161, 2 fig.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTORI. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.33 : 536.21.08

Larina, E. T. şi *Privezenţev, V. A.* **Conductivitatea termică a izolaţiei sîrmelor de bobinaj.** În : Elektrotehnika, nr. 4, apr 1965, p. 63—64, 1 ref. bibl.

CZ 621.315.61

Haskin, O. S. ş.a. **Acoperiri electroizolante realizate prin metoda pulverizării turbionare.** În : Elektrotehnika, nr. 4, apr 1965, p. 34—37, 5 fig., 2 tab.

CZ 621.315.614.7

Schimke, F. **Tereftalat de polietilenă pentru înfăşurarea conductorilor.** În : Elektrie **89**, nr. 4, apr 1965, p. 186—189, 5 fig., 6 ref. bibl.

CONTENTS

DC 621.313.1.017.001.24

Şofan, E. and *Marinescu, M.* : **A method for predetermination by calculus of the heating of rotary electric machines in stationary state.**

Electrotehnica 14, no. 2, febr. 1966, p. 37–45

A series of original formulas for predetermination by calculus of the heating of rotary electric machines is presented. The premises and the way followed to establish the respective formulas are shown, pointing out comparatively the calculated as against the experimental results obtained by their industrial application.

DC 621.315.612.6 + 621.315.616.96

Constantinescu, M. : **Terylene and glass fabrics varnished with polyester varnish.**

Electrotehnica, 14, no. 2, febr. 1966, p. 46–50

The terylene and glass fabrics varnished with polyester varnishes are discussed from the viewpoint of their mechanical and electrical properties.

DC 621.326.7 : 628.961.004.15

Puşcaşu, S. : **The present stage of the obtaining of high luminosity effectiveness of light sources.**

Electrotehnica 14, no. 2, febr. 1966, p. 51–53

The main ways adopted in view of rising the luminosity effectiveness of light sources, based both on the gas discharge phenomenon and the incandescence of the metallic filament are shown.

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.357.74.001.2

Parpală, V., Barozzi, D., Gavrilă, I., Bednar, V. and *Viseroiu, R.* : **Study of the electrochemical polishing parameters of the small rotary drum parts.**

Electrotehnica 14, no. 2, febr. 1966, p. 53–55

The possibilities of the electrochemical polishing of small pieces are studied and the great advantages of this working method as against the old one are shown.

NOTE

DC 621.315.21.017.7.001.2

Petrescu, P. : **Criteria for the evaluating of flame resistance of electric cables.**

Electrotehnica 14, no. 2, febr. 1966, p. 56–58

REVIEWS 58–60

ABSTRACTS 61–65

CHRONICLE 65–69

BRIEF NEWS 69–71

CZ 621.315.624.016.33

Sztanó, R. **Capacitatea de sarcină mecanică a unui lanț de izolatori.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86,** nr. 17, 20 aug 1965, p. 568—570, 2 tab.

CZ 621.316 DISTRIBUȚIA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE DE DISTRIBUȚIE. DESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR

CZ 621.316.37

Flöth, H. și *Grossmann, K. F.* **Tablou mic de distribuție pentru tensiuni mijlocii, de gabarit redus.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 12, 4 iun 1965, p. 350—355, 8 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.316.5 : 621.316.176

Szanyi, A. și *Ven, M.* **Instalații de distribuție de curenți tari în industrie.** În : Villamósag **13**, nr. 4, apr 1965, p. 117—118, 3 fig.

CZ 621.316.5.027.2 : 621.382.233

Heumann, K. și *Koppelmann, F.* **Conectarea fără contacte cu elemente semiconductoare cu comandă, în domeniul joasei tensiuni.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 17, 20 aug 1965, p. 552—557, 13 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.316.54/57 + 621.316.37 : 061.43 (43.2.27) „1965"

Fleck, S. și *Maass, E.* **Întreruptoare și instalații de comutare.** În : Electrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 13, 18 iun 1965, p. 387—396, 19 fig.

CZ 621.316.7 + 621.317.7 : 061.43 (43.2.27) „1965"

Machens, U., Minch, G. și *Weidmann, H.* **Măsuri și reglaje.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 14, 12 iul 1965, p. 433—444, 17 fig.

CZ 621.316.7 : 621.314.57

Leonhard, W. **Circuitul de reglaj cu redresoare comandate ca o problemă de exploatare neliniară.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86,** nr. 16, 6 aug 1965, p. 513—520, 16 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.925 : 621.314.22.8

Born, E. **Protecția rapid selectivă a transformatoarelor de tensiune capacitive.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86,** 20 aug 1965, p. 557—560, 7 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.933 : 621.39

Fischer, H. **Aprecieri statistice asupra descărcătoarelor pentru instalațiile de telecomunicații.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 15, 16 iul 1965, p. 495—500, 5 fig., 19 ref. bibl.

CZ 621.317 TECHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.333.6

Hövelmann, F. și *Hänninghaus, K.* **Generator de tensiune pentru verificarea dispozitivelor de măsură pentru controlul izolării.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 19, 10 sept 1965, p. 609—613, 11 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.317.39 : 531.77 : 536.495

Puchal, J. M. **Compensarea temperaturii în cazul transmiterului traductorului de viteză în curent alternativ.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 17, 20 aug 1965, p. 571—573, 6 fig.

CZ 621.317.735

Haug, A. **Un nou ohmmetru.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **17**, nr. 17, 13 aug 1965, p. 561—563, 6 fig.

CZ 621.318 APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE

CZ 621.318.5 : 061.43 (43.2.27) „1965"

Rimmark, L. **Relee.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17,** nr. 14, 2 iul 1965, p. 444—446, 3 fig.

MICM
ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

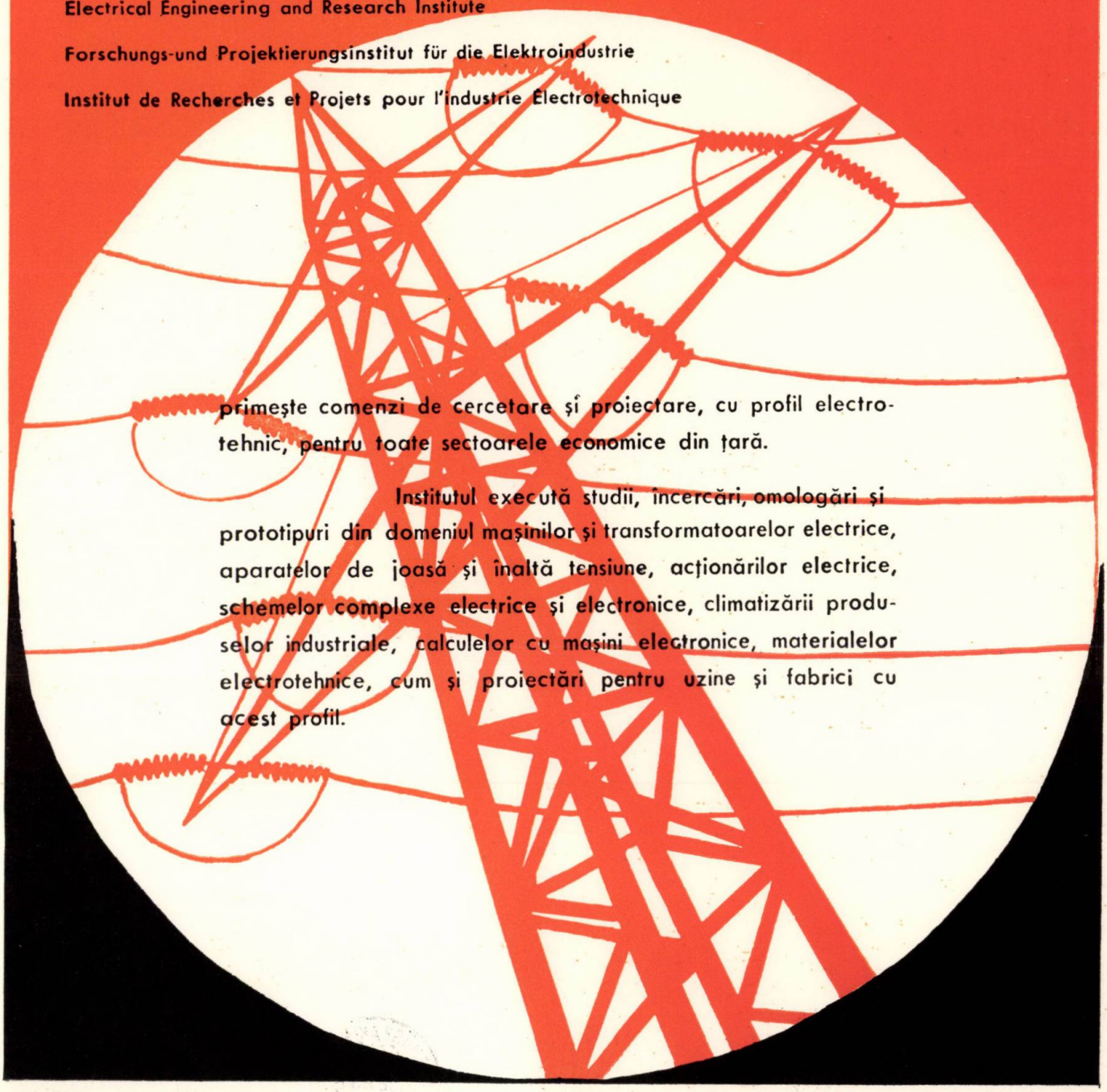
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

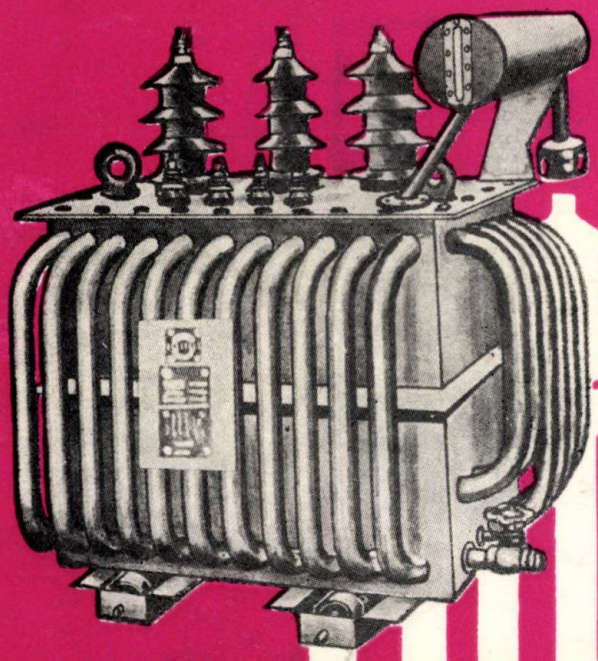


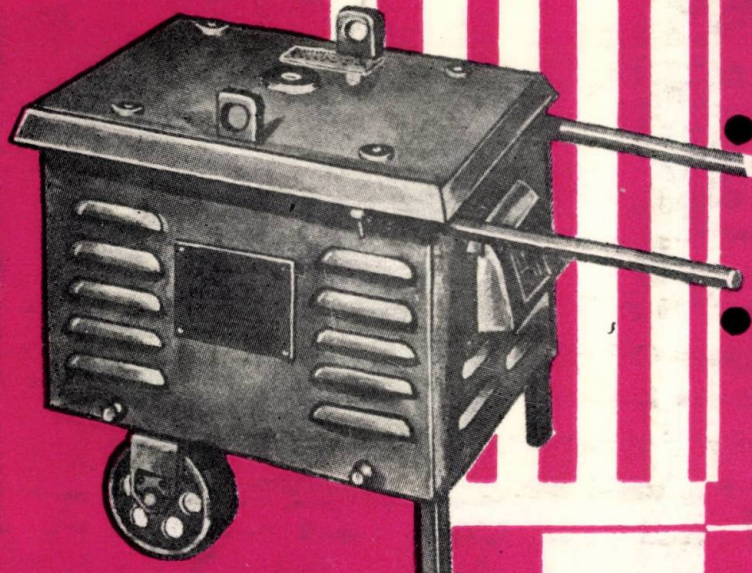
primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

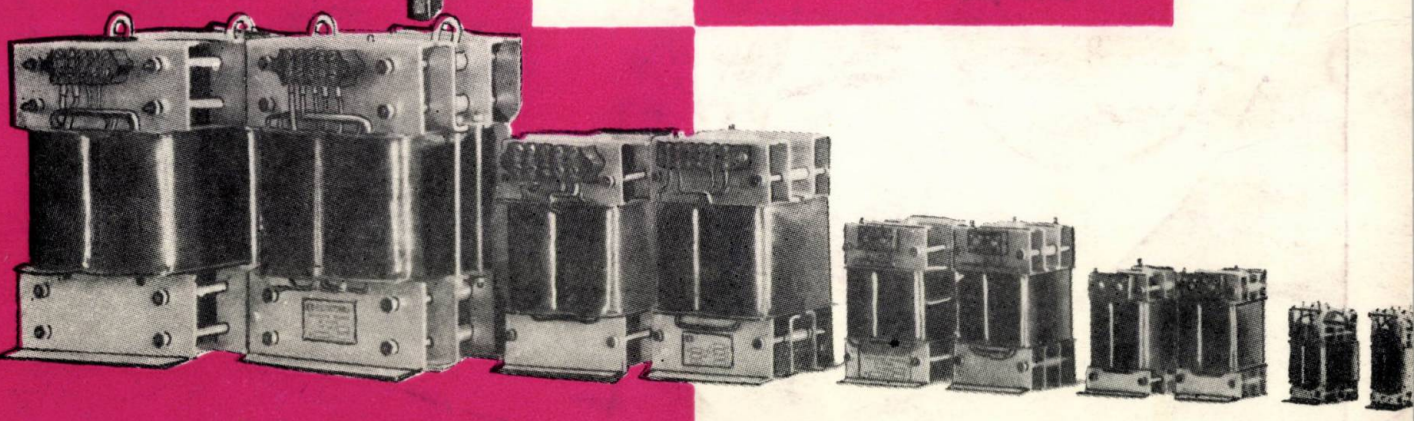
Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

ELECTROTEHNICA

1966 JUL - 3.







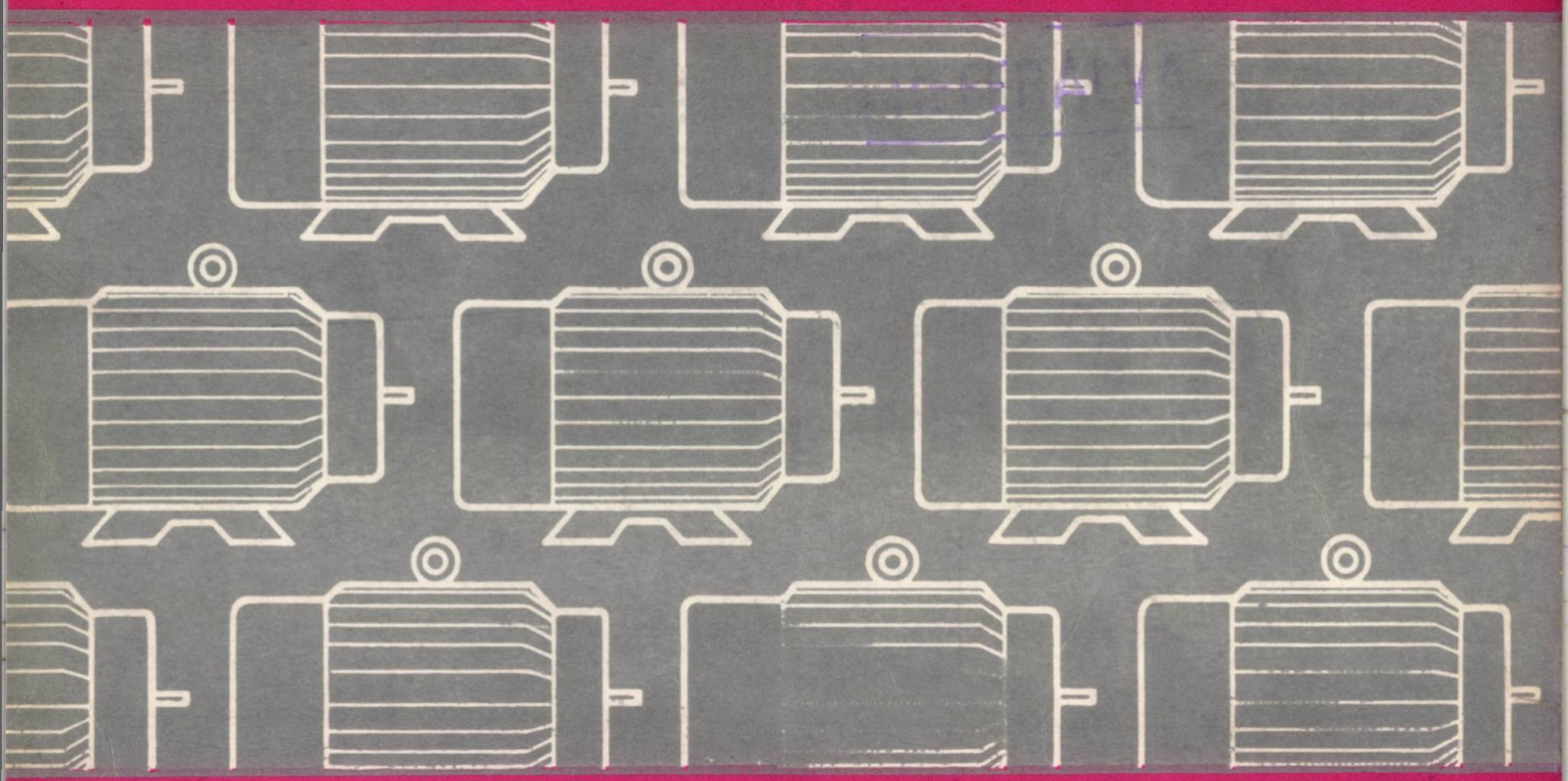
EXECUTĂ

- **Transformatoare de forță în ulei:** gama de puteri 40—63—100 kVA, gama de tensiuni 6—20 kV, pierderi reduse, construcție rezistentă la scurtcircuit.
- **Transformatoare de sudură tip TASM—300:** curent de sudură reglabil în două trepte, 75—230 A și 220—480 A; tensiune de alimentare 220 V, 380 V sau 500 V, tensiune de lucru 32 V
- **Seria unitară de amplificatoare magnetice** cu o înfășurare de comandă (tip AMSU) și cu două înfășurări de comandă (tip AMD) pentru automatizări și acționări electrice; puteri 11 VA—90 kVA; tensiuni 24—500 V
- **Echipament electric pentru filtre electrostatice** utilizate la reținerea particulelor în suspensie în fabricile de ciment, de produse refractare, de acid sulfuric, la centrale electrice etc.: tensiune continuă 80 kV, curent continuu 400 mA.

E 2040

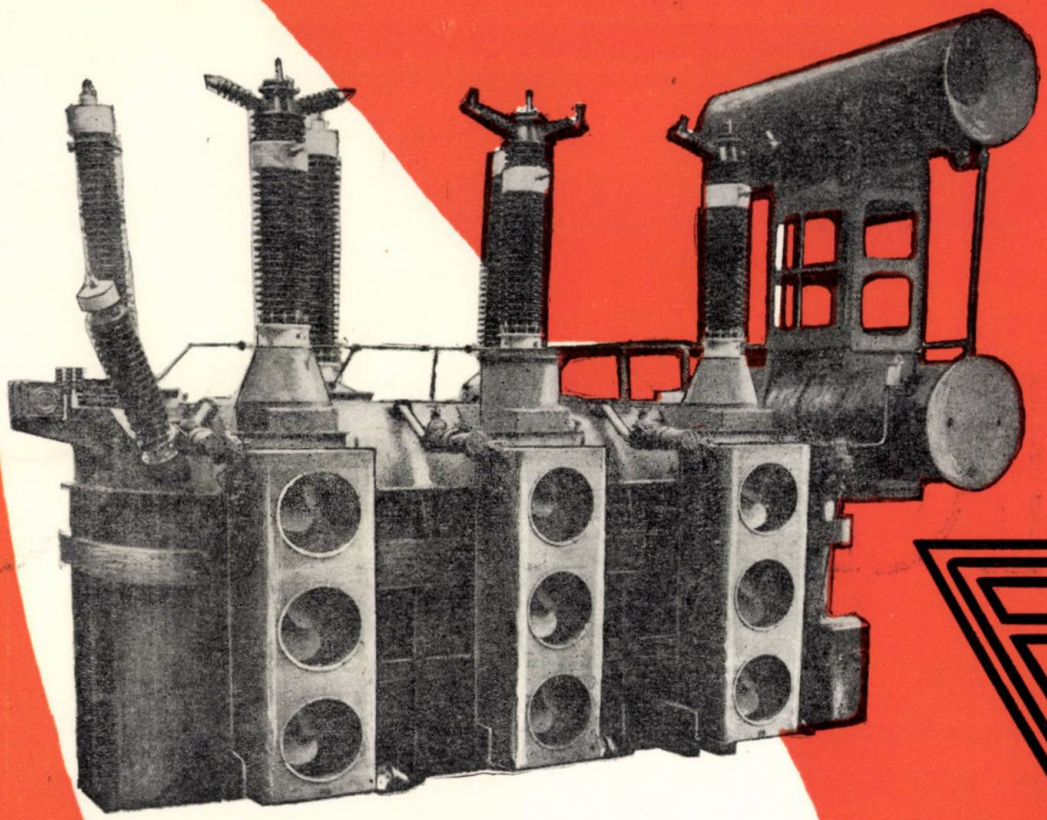
R

ELECTROTEHNICA



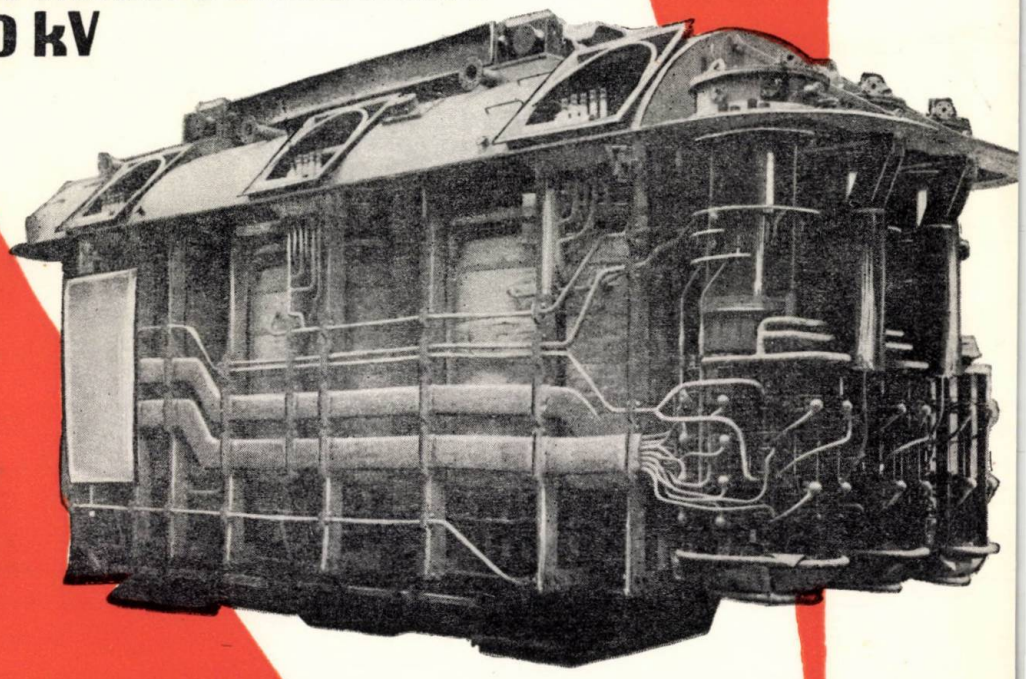
ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 14 • NR. 3 • MARTIE 1966

3



pentru sistemul energetic național :

AUTOTRANSFORMATOARE
DE REGLAJ ȘI INTERCONECTARE
pînă la 220 kV



fabrică

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 14 nr. 3 p. 73—112 martie 1966

CUPRINS

CZ 621.313.1.025.3.001.24

Nedelcu, V. N. : **Transformări de coordonate folosite în teoria mașinilor de curent alternativ.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, martie 1966, p. 73—78

Pe baza vectorului spațialo-temporal reprezentativ al sistemelor de mărimi scalare trifazate asociate cu circuite dispuse simetric în spațiu, se stabilesc corelațiile dintre componentele diferitelor sisteme de coordonate, utilizate în teoria mașinilor electrice de c.a : a, b, c ; α, β, 0 ; d, q, 0 ; 1, 2, 0 ; f, b, 0 ; +, —, 0 ; D, Q, O ; A, B, O.

CZ 621.313.1.001.1.

Manea, Fl. : **Unitatea ecuațiilor și transformărilor de coordonate în teoria mașinilor electrice.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, martie 1966, p. 79—83

Cu ajutorul vectorilor reprezentativi ai tensiunilor, curenților și fluxurilor magnetice exprimați prin numere complexe se deduc în mod unitar ecuațiile de tensiuni ale regimurilor tranzitorii pentru mașini electrice rotative de curent continuu și alternativ.

CZ 621.34 :621.313.13.016.35

Zickman, M. : **Contribuții la teoria funcționării arborilor electrici de compensare în regim de stabilitate statică.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, martie 1966, p. 83—95

Articolul se referă la stabilitatea arborilor electrici de compensare (cu mașini de inducție). Se determină formulele cuplurilor dezvoltate de motoarele de pe fiecare arbore mecanic sub forma unor funcțiuni de alunecarea și de unghiul electric dintre acești arbori, convenabile determinării domeniilor de stabilitate ale acestor arbori electrici. Se stabilesc apoi domeniile de stabilitate și modul cum variază aceste domenii, cum și metodele prin care acestea pot fi extinse. Se indică metode practice pentru alegerea justă în proiectare a motoarelor de inducție necesare acestor arbori electrici.

CZ 621.315.614.73

Nicola, Gr., Pârligras, Ec. și *Șonfeleanu, M.* : **Noi tipuri de materiale stratificate pe bază de țesături anorganice pentru scopuri electrotehnice.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, martie 1966, p. 95—102

Se prezintă studiile efectuate în vederea obținerii unor noi materiale stratificate cu suport anorganic, țesătură de sticlă și azbest, necesare în construcția mașinilor și aparatelor electrice, cînd se cer bune proprietăți electrice în medii cu umiditate mare și la temperatură electrică. De asemenea, se indică proprietățile fizico-mecanice, termice și electrice ale acestor materiale.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.314.57.025.1 : 621.382.34

Vărzaru, E. : **Invertoare statice cu tiristoare.**

Eelectrotehnica **14**, nr. 3, martie 1966, p. 103—111

După o prezentare sumară a proprietăților tiristoarelor, se descriu principalele tipuri de invertoare cu tiristoare. Se analizează posibilitățile de obținere la ieșirea invertoarelor a unei tensiuni sinusoidale și mijloacele de reglare a acestei tensiuni.

Se indică domeniile de utilizare a invertoarelor și se prezintă unele invertoare realizate în Republica Socialistă România utilizate ca surse de tensiune alternativă de rezervă și în convertizoare de frecvență.

RECENZII 112

REFERATE 112

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU, redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU ; ing. AL. GRECEANU ; ing. ST. GROSU ; conf. dr. ing. G. HORTOPAN, redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. R. RĂDULEȚ ; ing. ST. ȚIGANETEA ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul de virament : Publicațiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026.002, Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul : Intreprinderea Poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23—25, București. C.3004.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

41400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.1 **0**25.3.001.24

Неделку, В. Н.: **Преобразования координат применяемых в теории машин переменного тока.**
Electrotehnica **14, № 3,** март 1966, стр. 73–78

На основании представительного пространственно-временного вектора система трехфазных скалярных величин, сочетаемых с симметрично расположенными в пространстве цепями, устанавливаются соотношения между компонентами различных систем координат, применяемых в теории электрических машин переменного тока *a, b, c;* α, β, 0; *d, q,* 0; 1, 2, 0; +, −, 0; *f, b,* 0; *D, Q, O; A, B, O.*

ДК 621.313.1.001.1

Маня. Ф.: **Единство уравнений и координационных преобразований в теории электрических машин.**
Electrotehnica **14, № 3,** март 1966, стр. 79–83

С помощью представительных векторов напряжений, токов и магнитных потоков, выражаемых сложными числами, выводятся уравнения напряжений переходных режимов для вращательных электрических машин постоянного и переменного тока.

ДК 621.34: 621.313.13.016.35

Цикман, М.: **Вопросы теории действия электрических компенсационных валов в режиме статической устойчивости.**
Electrotehnica **14, № 3,** март 1966, стр. 83–95

Статья касается устойчивости компенсационных электрических валов (с индукционными машинами). Определяются формулы моментов, развиваемых двигателями на каждом механическом валу, в виде функции скольжения и электрического угла между данными валами, применяемые для определения области устойчивости этих электрических валов. Затем устанавливаются области устойчивости и форма их колебаний, а также методы предоставляющие возможности их распространения. Приводятся практические методы правильного выбора при проектировании индукционных двигателей, необходимых этим электрическим валам.

ДК 621.315.614.73

Никола, Г., Пырлиграс, Е. и *Сонфеляну, М.:* **Новые типы слоистых материалов на основе неорганических тканей, применяемые в электротехнике.**
Electrotehnica **14, № 3,** март 1966, стр. 95–102

Дается описание исследований, проведенных с целью получения новых слоистых материалов с неорганической основой, стеклянной тканью и асбестом, применяемых для конструкции электрических машин и приборов, в случае, когда необходимо достигнуть надлежащих электрических свойств в средах с высокой влажностью и при электрической температуре. Вместе с тем описываются физико-механические, тепловые и электрические свойства этих материалов.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.314.57.025.1; 621.382.34

Вэрзару, Е.: **Однофазные статические инвертеры с тиристорами.**
Electrotehnica **14, № 3,** март 1966, стр. 103–111

После краткого изложения свойств тиристоров, описаны основные типы тиристорных инвертеров. Анализируются возможности получения на выходе ивертеров синусоидального напряжения, а также средства регулировки этого напряжения.

Указываются области применения инвертеров и описываются разработанные в нашей стране инвертеры, применяемые в качестве источников запасного переменного напряжения и в частотных преобразователях.

РЕЦЕНЗИИ 112

РЕФЕРАТЫ 112

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.313.1.025.3.001.24

Nedelcu, V. N.: **In der Theorie der Wechselstrommaschinen angewandte Koordonatenumwandlungen.**

Electrotehnica **14**, H. 3, März 1966, S. 73–78

Auf Grund de srepräsentativen Raum-Zeit-Vektors dreiphasiger skalarer Grössen, die mit symetrisch im Raum angeordneten Stromkreisen verbunden sind, wird die Korelation zwischen den verschiedenen Koordonatensystemen festgelegt, die in der Theorie der elektrischen Maschinen Anwendung finden: *a, b, c*; α, β, 0; *d, q*, 0; 1, 2, 0; *f, b*, 0; +, −, 0; *D, Q, O*; *A, B, O*.

DK 621.313.1.001.1

Manea, Fl.: **Die Einheit der Gleichungen und der Koordonatenumwandlungen in der Theorie der elektrischen Maschinen.**

Electrotehnica **14**, H. 3, März 1966, S. 79–83

Mit Hilfe der in komplexen Zahlen ausgedrückten repräsentativen Vektoren der magnetischen Flüsse, Spannungen und Strömungen werden in einheitlicher Weise die Spannungsgleichungen des Übergangszustandes für rotierende elektrische Gleich-und Wechselstrommaschinen abgeleitet.

DK 621.34 :621.313.13.016.35

Zickman, M.: **Beiträge zur Theorie der Arbeitsweise der elektrischen Ausgleichwellen.**

Electrotehnica **14**, H. 3, März 1966, S. 83–95

Der Aufsatz bezieht sich auf die Stabilität der elektrischen Ausgleichwellen (mit Induktionsmaschinen). Es werden die Formeln der von den Motoren an jeder der Maschinenwellen entwickelten Drehmomente in Form von Gleitfunktionen und der elektrische Winkel zwischen diesen Wellen ermittelt, die sich zur Bestimmung der Stabilitätsbereiche dieser elektrischen Wellen eignen. Sodann werden die Stabilitätsbereiche und die Art der Veränderlichkeit dieser Bereiche sowie die Verfahren zu ihrer Ausweitung festgelegt. Abschliessend gibt der Verfasser praktische Hinweise für die richtige Auswahl der Induktionsmotoren für die elektrischen Ausgleichwellen beim Projektieren.

DK 621.315.614.73

Nicola, Gr., Pârligras, Ec. und *Sonfeleanu, M.*: **Neue Typen von geschichteten Stoffen auf Grund anorganischer Gewebe für elektrotechnische Zwecke.**

Electrotehnica **14**, H. 3, März 1966, S. 95–102

Es werden die im Hinblick auf die Entwicklung neuer geschichteter Stoffe mit anorganischem Träger, Glas-oder Asbestgewebe, die beim Bau von elektrischen Maschinen und Apparaten notwendig sind, wenn gute elektrische Eigenschaften bei grosser Feuchtigkeit und elektrischer Temperatur gefordert werden. Ferner werden die physikalisch-mechanischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften dieser Stoffe angeführt.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.314.57.025.1 : 621.382.34

Vărzaru, E.: **Einphasige statische Umkehrer mit Tiristoren.**

Electrotehnica **14**, H. 3, März 1966, S. 103–111

Nach einer kurzen Darstellung der Eigenschaften der Tiristoren werden die hauptsächlichen Typen von Umkehrern mit Tiristoren beschrieben. Es werden die Möglichkeiten, beim Ausgang der Umkehrer eine sinusoidale Spannung zu erzielen, und die Mittel zur Reglung dieser Spannung analysiert.

Der Verfasser führt die Anwendungsbereiche der Umkehrer an und beschreibt einige in der Sozialistischen Republik Rumänien gebaute Umkehrer, die zur Erzeugung von Reserve-Wechselstromspannung und ans Frequenzumformer verwendet werden.

BUCHBESPRECHUNGEN 112

REFERATE 112

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 3 București, martie 1966

Transformări de coordonate folosite în teoria mașinilor de curent alternativ

Vasile N. Nedelcu* — București

CZ 621.313.1.025.3.001.2

1. Observații preliminare

Teoria modernă a mașinilor de curent alternativ este indisolubil legată de problema transformărilor de coordonate. În literatura de specialitate se folosesc foarte multe sisteme de coordonate, fiecare sistem prezentînd avantaje și dezavantaje pentru studiul anumitor probleme, fapt care explică, de altfel, introducerea și folosirea diferitelor sisteme [1] — [22].

În etapa actuală de dezvoltare a teoriei pare deosebit de acută problema stabilirii principiilor de transformare, a sensului fizic al diferitelor transformări, corelația dintre coordonate din diferite sisteme, omogenizarea denumirilor și a notațiilor, stabilirea clară a sensurilor pozitive de referință și a multor altor probleme anexe.

În teoria mașinilor electrice se folosesc următoarele sisteme de coordonate : a, b, c ; $\alpha, \beta, 0$; $d, q, 0$; $f, b, 0$; $1, 2, 0$; $(+, -, 0)$; D, Q, O ; A, B, O.

În această lucrare se va stabili legătura dintre diferitele sisteme de coordonate, se va preciza sensul fizic al acestora, folosind în acest scop vectorul spațialo-temporal reprezentativ, a cărui semnificație fizică a fost stabilită în [21].

2. Legătura dintre vectorii reprezentativi și componentele simetrice

În mod natural rezultă legătura dintre mărimile scalare y_n, exprimate prin relația : $y_n = Y_n \cos(\omega t - \varepsilon_n)$ (fig. 1), vectorii reprezentativi $(\dot{y}, \dot{y}^*)$, componentele simetrice ale valorilor instantanee $(\dot{y}_+, \dot{y}_-, \dot{y}_0)$, componentele simetrice complexe (Stokvis-Fortescue : $\dot{Y}_1, \dot{Y}_2, \dot{Y}_0$) și componentele simetrice rotitoare $(\overleftarrow{y}_1, \overleftarrow{y}_2, y_0)$.

Transformarea Stokvis-Fortescue corelează fazorii complecși $\dot{Y}_n$ (fig. 2) $(n = a, b, c)$ cu fazorii complecși $\dot{Y}_1, \dot{Y}_2, \dot{Y}_0$ prin intermediul

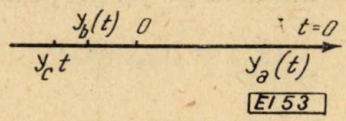


Fig. 1. Valorile mărimilor scalare la momentul $t = 0$.

matricei de conexiune $[C_{a1}]$, a cărei expresie este :

$$[C_{a1}] = \begin{array}{c|ccc} & 1 & 2 & 0 \\ a & 1 & 1 & 1 \\ b & \dot{\alpha}^2 & \dot{\alpha} & 1 \\ c & \dot{\alpha} & \dot{\alpha}^2 & 1 \end{array} \qquad (1)$$

astfel încît, dacă se notează cu $[\dot{Y}_n]$ matricea-coloană a fazorilor complecși :

$$[\dot{Y}_n] = \begin{bmatrix} \dot{Y}_a \\ \dot{Y}_b \\ \dot{Y}_c \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

unde :

$$\dot{Y}_n = \dot{Y}_n \, e^{-j\varepsilon_n} \qquad (2')$$

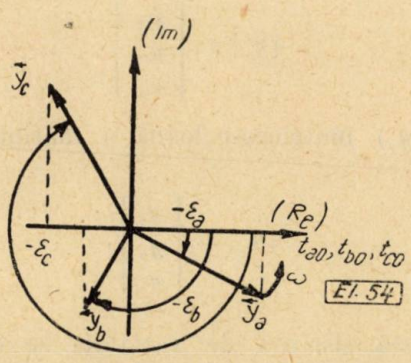


Fig. 2. Fazorii Fresnel $(\overleftarrow{y}_n)$ ai mărimilor scalare y_n : la $t = 0$, $\overleftarrow{y}_n = \dot{Y}_n$.

---

* Dr. ing. *V. N. Nedelcu* este conferențiar la Catedra de mașini electrice din Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din București.

şi cu $[\dot{Y}']$ matricea-coloană a fazorilor simetrici complecşi :

$$[\dot{Y}'] = \begin{bmatrix} \dot{Y}_1 \\ \dot{Y}_2 \\ \dot{Y}_0 \end{bmatrix}, \tag{3}$$

între cele două sisteme de variabile există relaţia :

$$[\dot{Y}_n] = [C_{a1}]\,[\dot{Y}']. \tag{4}$$

Transformarea inversă se efectuează prin intermediul matricei inverse de conexiune $[C_{1a}]$, care are expresia :

$$[C_{1a}] = [C_{a1}]^{-1} = \frac{1}{3}\cdot \begin{array}{|ccc|c} a & b & c & \\ \hline 1 & \dot{\alpha} & \dot{\alpha}^2 & 1 \\ 1 & \dot{\alpha}^2 & \dot{\alpha} & 2 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{array} \tag{5}$$

şi, deci, între mărimile $[\dot{Y}']$ şi $[\dot{Y}_n]$ există relaţia :

$$[\dot{Y}'] = [C_{1a}]\,[\dot{Y}_n] \tag{6}$$

sau :

$$\dot{Y}_1 = \frac{1}{3}\cdot \sum_n \dot{\alpha}_n\, \dot{Y}_n ; \tag{7}$$

$$\dot{Y}_2 = \frac{1}{3}\cdot \sum_n \dot{\alpha}_n^*\, \dot{Y}_n ; \tag{8}$$

$$\dot{Y}_0 = \frac{1}{3}\cdot \sum_n \dot{Y}_n , \tag{9}$$

unde α_n^* este complexul conjugat al lui $\dot{\alpha}_n$:

$$\dot{\alpha}_n = e^{j\rho_n} \quad (\rho_a = 0\,;\ \rho_b = 2\pi/3\,;\ \rho_c = 4\pi/3).$$

Dacă transformarea Stokvis-Fortescue se aplică mărimilor instantanee, se obţin componentele simetrice ale mărimilor instantanee $(\dot{y}_+, \dot{y}_-, \dot{y}_0)$.

Notînd cu $(\dot{y}')$ matricea-coloană a componentelor simetrice ale mărimilor instantanee :

$$[\dot{y}'] = \begin{bmatrix} \dot{y}_+ \\ \dot{y}_- \\ \dot{y}_0 \end{bmatrix} \tag{10}$$

şi cu (y_n) matricea-coloană a mărimilor scalare :

$$[y_n] = \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix}, \tag{11}$$

cele două sisteme de variabile se corelează prin intermediul matricei $[C_{1a}]$:

$$[\dot{y}'] = [C_{1a}]\,[y_n] \tag{12}$$

sau :

$$\dot{y}_+ = \frac{1}{3}\cdot \sum_n \dot{\alpha}_n\, y_n ; \tag{13}$$

$$\dot{y}_- = \frac{1}{3}\cdot \sum \dot{\alpha}_n^*\, y_n ; \tag{14}$$

$$y_0 = \frac{1}{3}\cdot \sum y_n , \tag{15}$$

unde :

$\dot{y}_+$ este componenta simetrică de succesiune directă a mărimilor instantanee ;

$\dot{y}_-$ — componenta simetrică de succesiune inversă a mărimilor instantanee ;

y_0 — componenta simetrică de succesiune homopolară a mărimilor instantanee.

Dacă se ia în considerare expresia matricială a mărimilor scalare :

$$y_n = \frac{1}{2}[\dot{Y}_n\, \dot{Y}_n^*] \begin{bmatrix} e^{j\omega t} \\ e^{-j\omega t} \end{bmatrix}, \tag{16}$$

componentele $\dot{y}_+$, $\dot{y}_-$, y_0 pot fi corelate cu mărimile $\overleftarrow{y_1}$, $\overleftarrow{y_2}$, $\overleftarrow{y_0}$ (componentele Stokvis-Fortescue rotitoare) sau $\dot{Y}_1$, $\dot{Y}_2$, $\dot{Y}_0$, (componentele Stokvis-Fortescue) :

$$[\dot{y}'] = \frac{1}{2}\cdot [C_{1a}]\,[\dot{Y}_n\, \dot{Y}_n^*] \begin{bmatrix} e^{j\omega t} \\ e^{-j\omega t} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{matrix} \frac{1}{3} \\ \frac{1}{2} \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{Y}_a + \dot{\alpha}\,\dot{Y}_b + \dot{\alpha}^2\,\dot{Y}_c & \dot{Y}_a^* + \dot{\alpha}\dot{Y}_b^* + \dot{\alpha}^2\dot{Y}_c^* \\ \dot{Y}_a + \dot{\alpha}^2\,\dot{Y}_b + \dot{\alpha}\,\dot{Y}_c & \dot{Y}_a^* + \dot{\alpha}^2\dot{Y}_b^* + \dot{\alpha}\,\dot{Y}_c^* \\ \dot{Y}_a + \dot{Y}_b + \dot{Y}_c & \dot{Y}_a^* + \dot{Y}_b^* + \dot{Y}_c^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\omega t} \\ e^{-j\omega t} \end{bmatrix} \tag{17}$$

sau ţinînd seamă de relaţiile :

$$\dot{Y}_1^* = \frac{1}{3}\cdot \sum \dot{\alpha}_n^*\cdot \dot{Y}_n^* ; \tag{18}$$

$$\dot{Y}_2^* = \frac{1}{3}\cdot \sum \dot{\alpha}_n\cdot \dot{Y}_n^* , \tag{19}$$

unde :

$\dot{Y}_1^*$ este fazorul complex conjugat fazorului $\dot{Y}_1$;

$\dot{Y}_2^*$ — fazorul complex conjugat fazorului $\dot{Y}_2$,

relaţia (17) devine :

$$[\dot{y}'] = \frac{1}{2}\cdot \begin{bmatrix} \dot{Y}_1 & \dot{Y}_2^* \\ \dot{Y}_2 & \dot{Y}_1^* \\ \dot{Y}_0 & \dot{Y}_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\omega t} \\ e^{-j\omega t} \end{bmatrix} \tag{20}$$

sau :

$$\dot{y}_+ = \frac{1}{2}\cdot [\dot{Y}_1\, e^{j\omega t} + \dot{Y}_2^*\, e^{-j\omega t}] = \frac{1}{2}\cdot [\overleftarrow{y_1} + \overrightarrow{y_2}] ; \tag{21}$$

$$\dot{y}_- = \frac{1}{2}\cdot [\dot{Y}_1^*\, e^{-j\omega t} + \dot{Y}_2\, e^{j\omega t}] = \frac{1}{2}\cdot [\overrightarrow{y_1} + \overleftarrow{y_2}], \tag{22}$$

unde:
$\overleftarrow{y}_1$, $\overleftarrow{y}_2$ sînt componentele Stokvis-Fortescue rotitoare (fig. 3):

$$\overleftarrow{y}_1 = \dot{Y}_1 \, e^{j\omega t}, \tag{23}$$

$$\overleftarrow{y}_2 = \dot{Y}_2 \, e^{+j\omega t}; \tag{24}$$

$\overrightarrow{y}_1$, $\overrightarrow{y}_2$ — mărimile complex conjugate mărimilor $\overleftarrow{y}_1$, $\overleftarrow{y}_2$:

$$\overleftarrow{y}_1 = \dot{Y}_1^* \, e^{-j\omega t}, \tag{25}$$

$$\overleftarrow{y}_2 = \dot{Y}_2^* \, e^{-j\omega t}. \tag{26}$$

În figura 4 se arată legătura dintre fazorii reprezentativi ai sistemelor simetrice, rotitoare ($\overleftarrow{y}_1$, $\overrightarrow{y}_2$) și fazorul reprezentativ $\dot{y}$.

Din examinarea relațiilor (21) și (22) rezultă caracterul diferit al mărimilor (+), (−), față de mărimile 1,2 rotitoare. Aceste mărimi se confundă numai în cazul cînd sistemul original este un sistem simetric, adică $\dot{Y}_2 = 0$.

De asemenea, din examinarea acestor relații rezultă că mărimile $\dot{y}_+$, $\dot{y}_-$ sînt mărimi complex conjugate, adică:

$$\dot{y}_- = \dot{y}_+^* . \tag{27}$$

Acest lucru nu înseamnă însă că mărimile $\dot{y}_+$, $\dot{y}_-$, $\dot{y}_0$ nu sînt univoc determinate, deoarece condiția ca variabilele de indici (+), (−), (0) să fie univoc determinate se exprimă prin aceea că iacobianul transformării să fie diferit de zero, condiție care este îndeplinită.

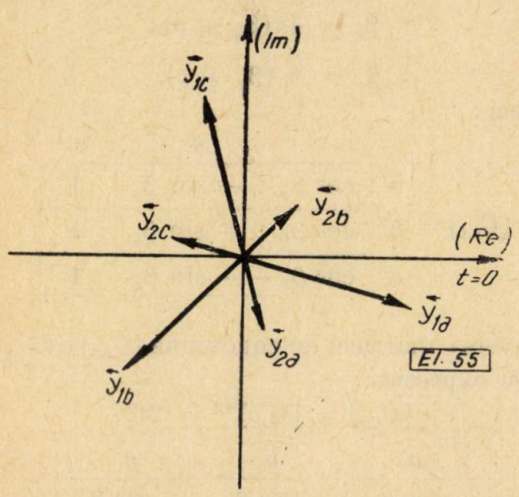


Fig. 3. Componentele Stokvis-Fortescue rotitoare ($\overleftarrow{y}_1$, $\overleftarrow{y}_2$) ale sistemului scalar y_n la $t = 0$.

În baza relațiilor (13) (14) se poate stabili legătura dintre vectorul reprezentativ și componentele simetrice ale mărimilor instantanee:

$$\dot{y} = 2\,\dot{y}_+ = 2/3 \cdot \sum \dot{\alpha}\, y_n = y/\underline{\gamma_a} \tag{28}$$

$$\dot{y}^* = 2\,\dot{y}_- = 2/3 \cdot \sum \dot{\alpha}^*\, y_n = y/\underline{-\gamma_a}\,, \tag{29}$$

unde, y este amplitudinea, iar γ_a — faza vectorului față de sistemul a, b, c, respectiv α, β.

În acest fel, vectorul reprezentativ se corelează și cu componentele simetrice complexe și cu valorile instantanee ale acestora.

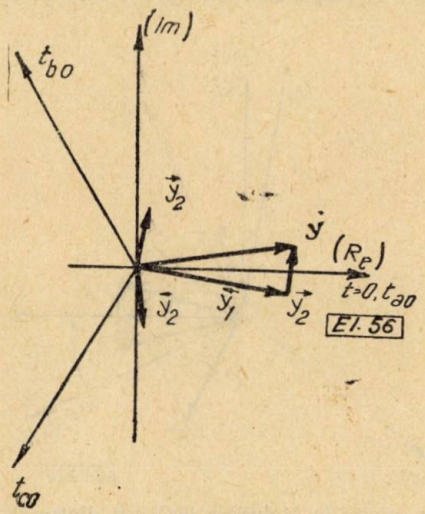


Fig. 4. Legătura dintre fazorii reprezentativi ai sistemelor simetrice rotitoare ($\overleftarrow{y}_1$, $\overrightarrow{y}_2$) și fazorul reprezentativ $\dot{y}$.

Avînd în vedere relația (12), se determină mărimile $[y_n]$ în funcție de $[\dot{y}']$ din relația:

$$[y_n] = [C_{a1}]\,[\dot{y}']. \tag{30}$$

Deoarece componentele $\dot{y}_+$, $\dot{y}_-$ sînt complex conjugate, componentele y_a, y_b, y_c vor fi determinate după axa t_a (Re).

3. Legătura dintre vectorii reprezentativi și componentele d, q, o; f, b, 0; α, β, o; D, Q, O; A, B, O

În mașinile electrice de curent alternativ cu întrefier neuniform (mașina sincronă cu poli aparenți) s-a arătat deosebit de eficace în rezolvarea problemelor teoria celor două reacții (teoria Park).

Neuniformitatea întrefierului se reflectă în ecuațiile de funcționare ale mașinii în sistemul natural de coordonate a, b, c, prin neliniaritatea coeficienților ecuațiilor diferențiale.

Această dificultate matematică se înlătură efectuînd transformarea de coordonate Park, care este echivalentă cu înlocuirea mașinii reale trifazate (sau polifazate) cu o mașină bifazată, înfășurările acesteia fiind plasate după axele de simetrie geometrică, adică după axa polară, care se mai numește și axa longitudinală și se notează cu litera d, și axa interpolară decalată la $\pi/2$ rad. el. față de axa d, care se mai numește și axa transversală și se notează cu litera q. Acest sistem deci, fiind solidar cu rotorul, se va roti față de sistemul de coordonate a, b, c cu viteza unghiulară de rotație a rotorului. Componentele de succesiune homopolară, după

cum se ştie, nu afectează starea magnetică a întrefierului; ele influenţează numai fluxurile de scăpări şi din această cauză pot fi luate în consideraţie, separat, în orice sistem de coordonate.

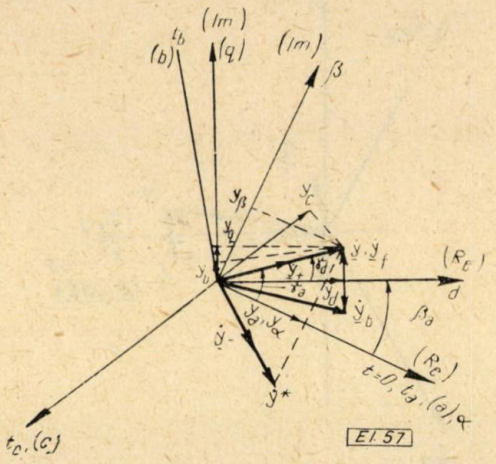


Fig. 5. Cu privire la stabilirea legăturii dintre sistemele de coordonate: a, b, c; α, β, 0; d, q, 0; $+$, $-$, 0; f, b, 0 prin intermediul fazorului spaţialo-temporal reprezentativ.

Ecuaţiile de funcţionare ale maşinii în sistemul d, q, o prezintă coeficienţi constanţi şi deci pot fi uşor rezolvate.

Sistemul rectangular de coordonate α, β se foloseşte în cazul maşinilor cu întrefier uniform (maşina asincronă). Avantajul său constă în aceea că reduce numărul variabilelor de la trei la două şi se obţine o simplificare din punct de vedere matematic.

Axa α a acestui sistem se confundă cu axa geometrică a fazei a, t_a, iar axa β este decalată în sens trigonometric pozitiv la $\pi/2$ rad. el. faţă de axa α.

Componentele d, q se obţin ca proiecţii ale vectorului reprezentativ pe axele de coordonate d, q. Componentele α, β se obţin ca proiecţii ale aceluiaşi vector pe axele de coordonate α, β.

În figura 5 este arătată legătura dintre sistemele de coordonate a, b, c; $(+)$, $(-)$; d, q; f, b.

Componentele f, b reprezintă vectorul reprezentativ $\dot{y}$ raportat la sistemul de coordonate d, q (adică $\dot{y}_f$) şi complexul conjugat al acestui vector faţă de sistemul complex de coordonate (Re, d), (Im, q), (adică $\dot{y}_b$).

Componentele f, b se comportă faţă de sistemul d, q în acelaşi mod cum se comportă componentele $(+)$, $(-)$ faţă de sistemul α, β, respectiv ca vectorii $\dot{y}$, $\dot{y}^*$.

Avînd în vedere faptul că proiecţia vectorului reprezentativ pe axele de coordonate ale tuturor sistemelor reprezintă variabilele sistemului respectiv, poate fi stabilită direct corelaţia dintre diferitele componente.

Dacă se notează cu β_a decalajul instantaneu dintre axele (a, d) şi cu γ_d decalajul dintre axa d şi vectorul $\dot{y}$ şi deoarece decalajul dintre axa α şi vectorul $\dot{y}$ a fost notat anterior cu γ_a se poate scrie relaţia:

$$\gamma_d = \gamma_a - \beta_a,$$

de unde rezultă că raportarea vectorului reprezentativ la alt sistem rectangular de coordonate, după cum era şi de aşteptat, nu afectează amplitudinea acestuia, ci numai faza sa.

Se poate efectua în continuare transformarea Park, prin intermediul căreia se corelează coordonatele trifazate de indici a, b, c cu coordonatele d, q, o.

Vom nota cu $[y_m]$ matricea-coloană a componentelor d, q, o:

$$y_m = \begin{matrix} d \\ q \\ 0 \end{matrix}\begin{bmatrix} y_d \\ y_a \\ y_0 \end{bmatrix}, \tag{31}$$

unde $m = d, q, o$, şi cu $[C_{ad}]$ matricea de conexiune dintre sistemele de coordonate n, m, astfel încît se poate scrie:

$$[y_n] = [C_{ad}]\,[y_m]. \tag{32}$$

Elementele matricei de conexiune rezultă fără dificultate, ţinînd seamă de relaţia:

$$y_n = y\cos\varepsilon_n = y_d\cos\beta_n - y_q\sin\beta_n,$$

unde:

$$\beta_b = +(\beta_a - \rho);$$

$$\beta_c = +(\beta_a + \rho),$$

şi deci:

$$[C_{ad}] = \begin{matrix} \\ a \\ b \\ c \end{matrix}\begin{array}{|c|c|c|}\hline d & q & o \\ \hline \cos\beta_a & -\sin\beta_a & 1 \\ \hline \cos\beta_b & -\sin\beta_b & 1 \\ \hline \cos\beta_c & -\sin\beta_c & 1 \\ \hline \end{array}\cdot \tag{33}$$

Inversa matricei de conexiune $[C_{ad}]$ este $[C_{da}]$ şi are expresia:

$$[C_{da}] = [C_{ad}]^{-1} = 2/3\cdot$$

$$\cdot\begin{array}{|c|c|c|}\hline a & b & c \\ \hline \cos\beta_a & \cos\beta_b & \cos\beta_c \\ \hline -\sin\beta_a & -\sin\beta_b & -\sin\beta_c \\ \hline 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \hline \end{array}\begin{matrix} d \\ q \\ 0 \end{matrix} \tag{34}$$

şi deci mărimile y_m în funcţie de y_n au expresiile:

$$[y_m] = [C_{da}]\,[y_n]. \tag{35}$$

Dacă $\beta_a = 0$, atunci axa d se confundă cu axa a şi sistemul de coordonate d, q, 0 se confundă cu sistemul α, β, 0.

Matricea de conexiune dintre sistemele a, b, c şi α, β, 0 se obţine din (33), în care se introduce condiţia $\beta_a = 0$:

$$[C_{a\alpha}] = \begin{array}{c|ccc} & \alpha & \beta & 0 \\ a & 1 & 0 & 1 \\ b & -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ c & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{array}, \quad (36)$$

iar matricea inversă :

$$[C_{\alpha a}] = [C_{a\alpha}]^{-1} = 2/3 \cdot$$

$$\cdot \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline a & b & c & \\ \hline 1 & -1/2 & -1/2 & \alpha \\ \hline 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & \beta \\ \hline 1/2 & 1/2 & 1/2 & 0 \\ \hline \end{array} \quad (37)$$

şi deci :

$$[y_n] = [C_{a\alpha}]\,[y'_n] \quad (38)$$

sau

$$[y'_n] = [C_{\alpha a}]\,[y_n], \quad (39)$$

unde $[y'_n]$ este matricea-coloană a componentelor y_α, y_β, y_0 :

$$[y'_n] = \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_0 \end{bmatrix} \begin{matrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{matrix}. \quad (40)$$

Componentele f, b, 0 pot fi, de asemenea, corelate uşor cu celelalte coordonate avînd în vedere figura 5.

Astfel, dacă se notează cu $[\dot{y}_p]$ matricea-coloană a componentelor f, b, 0 :

$$[\dot{y}_p] = \begin{bmatrix} \dot{y}_f \\ \dot{y}_b \\ y_0 \end{bmatrix} \begin{matrix} f \\ b \\ 0 \end{matrix}$$

şi cu $[C_{+f}]$, matricea de conexiune dintre sistemele vectorilor reprezentativi (sau componentele +, −, 0) şi componentele f, b, 0 :

$$[C_{+f}] = 1/2 \cdot \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline f & b & 0 & \\ \hline e^{+j\beta_a} & & & (+) \\ \hline & e^{-j\beta_a} & & (-) \\ \hline & & 2 & 0 \\ \hline \end{array} \quad (41)$$

şi cu $[C_{f+}]$, matricea inversă matricei $[C_{+f}]$:

$$[C_{f+}] = [C_{+f}]^{-1} = 2 \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline (+) & (-) & 0 & \\ \hline e^{-j\beta_a} & & & f \\ \hline & e^{-j\beta_a} & & b \\ \hline & & 1/2 & 0 \\ \hline \end{array} \quad (42)$$

se poate scrie :

$$[\dot{y}'] = [C_{+f}]\,[\dot{y}_p] \quad (43)$$

sau

$$[\dot{y}_p] = [C_{f+}]\,[\dot{y}']. \quad (44)$$

Deoarece componentele (+), (−), (0) sînt corelate cu componentele a, b, c prin relaţia (12), adică $[\dot{y}'] = [C_{1a}]\,[y_n]$, componentele f, b, 0 pot fi corelate cu componentele a, b, c prin intermediul relaţiei (44) :

$$[\dot{y}_p] = [C_{f+}]\,[C_{1a}]\,[y_n] = [C_{fa}]\,[y_n], \quad (45)$$

unde :

$$[C_{fa}] = [C_{f+}]\,[C_{1a}] = 2/3 \cdot \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline a & b & c & \\ \hline e^{-j\beta_a} & e^{-j\beta_b} & e^{-j\beta_c} & f \\ \hline e^{+j\beta_a} & e^{+j\beta_b} & e^{+j\beta_c} & b \\ \hline 1/2 & 1/2 & 1/2 & 0 \\ \hline \end{array} \quad (46)$$

În sfîrşit, în teoria maşinilor electrice se mai folosesc sistemele de coordonate complexe $\dot{Y}_d$, $\dot{Y}_q$, $\dot{Y}_0$ sau D, Q, O şi $\dot{Y}_\alpha$, $\dot{Y}_\beta$, $\dot{Y}_0$ sau A, B, O.

Aceste sisteme pot fi corelate direct cu sistemele d, q, o, respectiv α, β, 0 prin intermediul fazorilor Fresnel.

Astfel, avînd în vedere transformarea Park (35), în care matricea-coloană $(y_n]$ se înlocuieşte cu :

$$[y_n] = \frac{1}{2}[\overleftarrow{y_n}] + \frac{1}{2}[\overrightarrow{y_n}] =$$

$$= \frac{1}{2}[\dot{Y}_n]\,e^{j\omega t} + \frac{1}{2}[\dot{Y}^*_n]\,e^{-j\omega t}, \quad (47)$$

unde $[\dot{Y}_n]$, $[\dot{Y}^*_n]$ sînt matricele-coloană ale mărimilor complexe $\dot{Y}_n$, $\dot{Y}^*_n$:

$$[\dot{Y}_n] = \begin{bmatrix} \dot{Y}_a \\ \dot{Y}_b \\ \dot{Y}_c \end{bmatrix}; \quad (48)$$

$$[\dot{Y}^*_n] = \begin{bmatrix} \dot{Y}^*_a \\ \dot{Y}^*_b \\ \dot{Y}^*_c \end{bmatrix}, \quad (49)$$

şi deci relaţia (35) devine :

$$[y_m] = \frac{1}{2}[\dot{Y}_m]\,e^{j\omega t} + \frac{1}{2}[\dot{Y}^*_m]\,e^{-j\omega t}, \quad (50)$$

unde :

$[\dot{Y}_m]$, $[\dot{Y}^*_m]$ sînt matricele-coloană ale mărimilor $\dot{Y}_d$, $\dot{Y}_q$, $\dot{Y}_0$.

$$[\dot{Y}_m] = \begin{bmatrix} \dot{Y}_d \\ \dot{Y}_q \\ \dot{Y}_0 \end{bmatrix} = [C_{da}]\,[\dot{Y}_n]; \quad (51)$$

$$[\dot{Y}^*_m] = \begin{bmatrix} \dot{Y}^*_d \\ \dot{Y}^*_q \\ \dot{Y}^*_0 \end{bmatrix} = [C_{da}]\,[\dot{Y}^*_n]. \quad (52)$$

În același mod, pornind de la relația (39), se obține :

$$[y'_n] = \frac{1}{2}[\dot{Y}'_n]\, e^{j\omega t} + \frac{1}{2}[\dot{Y}'^{*}_n]\, e^{-j\omega t}, \quad (53)$$

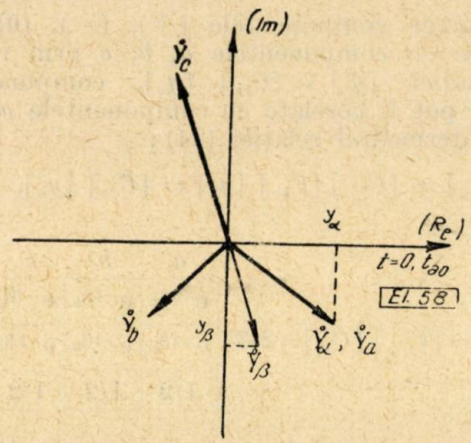


Fig. 6. Legătura dintre fazorii $\dot{Y}_\alpha$, $\dot{Y}_\beta$ și y_α, y_β.

unde :

$$[\dot{Y}'_n] = \begin{bmatrix} \dot{Y}_\alpha \\ \dot{Y}_\beta \\ \dot{Y}_0 \end{bmatrix} = [C_{\alpha a}]\,[\dot{Y}_m]; \quad (54)$$

$$[\dot{Y}'^{*}_n] = \begin{bmatrix} \dot{Y}^{*}_\alpha \\ \dot{Y}^{*}_\beta \\ \dot{Y}^{*}_0 \end{bmatrix} = [C_{\alpha a}]\,[\dot{Y}^{*}_m]. \quad (55)$$

În figura 6 sînt reprezentați vectorii $\dot{Y}_\alpha$, $\dot{Y}_\beta$.

4. Forma complexă

Relațiile dintre componentele examinate pot fi exprimate în formă complexă :

$$\dot{y} = y_\alpha + jy_\beta = \dot{y}_f\, e^{j\beta_a} = 2\dot{y}_+ ; \quad (56)$$

$$\dot{y}^{*} = y_\alpha - jy_\beta = \dot{y}_b\, e^{-j\beta_a} = 2\dot{y}_- \quad (57)$$

sau

$$y_\alpha = 1/2\,(\dot{y} + \dot{y}^{*}) = \dot{y}_+ + \dot{y}_- ; \quad (58)$$

$$y_\beta = 1/2\,(-j\dot{y} + j\dot{y}^{*}) = -j\dot{y}_+ + j\dot{y}_- ; \quad (59)$$

$$\dot{y}_f = y_d + jy_q ; \quad (60)$$

$$\dot{y}_b = y_d - jy_q \quad (61)$$

sau

$$y_d = 1/2 \cdot (\dot{y}_f + \dot{y}_b) ; \quad (62)$$

$$y_q = 1/2 \cdot (-jy_f + j\dot{y}_b) ; \quad (63)$$

$$\dot{Y}_1 = \dot{Y}_\alpha + j\dot{Y}_\beta ; \quad (64)$$

$$\dot{Y}_2 = \dot{Y}_\alpha - j\dot{Y}_\beta \quad (65)$$

sau

$$\dot{Y}_\alpha = 1/2 \cdot (\dot{Y}_1 + \dot{Y}_2) ; \quad (66)$$

$$\dot{Y}_\beta = 1/2 \cdot (-j\dot{Y}_1 + j\dot{Y}_2). \quad (67)$$

Concluzii

1. Folosirea vectorului spațialo-temporal reprezentativ permite comod definirea și corelarea diferitelor sisteme de componente folosite în teoria mașinilor de curent alternativ.

2. În scopul transcrierii ecuațiilor dintr-un sistem de coordonate în alt sistem mai avantajos pot fi folosite formele matricială și vectorială ale relațiilor dintre componentele diverselor sisteme.

3. Normarea sistemelor nu afectează forma generală a relațiilor de corelare sau sensul fizic al sistemelor.

Bibliografie

[1] *Ku, H.* Y. Transient Analysis of A—C Machinery. In : TAIEE **48**, 1929, p. 707—715.
[2] *Park, R. H.* Two-Reaction Theory of Synchronous Machines. Part. I. In : TAIEE **48**, 1929, p. 716—727.
[3] *Concordia, C.* Relations Among Transformators used in Electrical Engineering Problems. In : GER, 1938, p. 323—325.
[4] *Iosifian, A. G.* O lineinîh preobrazovaniah tokov elektriceskih mașin. In :. Bul. VEI, nr. 8, 1940, p. 13—19.
[5] *Concordia, C., Crary, S. B.* și *Kron, G.* The Doubly Fed Machine. In. TAIEE, vol. **61**, 1942, p. 286—289.
[6] *Kazovskij, E. I.* Obobscennoe rassmotremiie rejimov v asinkronnîh i sinhronnîh mașinah. In : Sbornic,,Elektrosila'', nr. 2—3, 1945, p. 28—53.
[7] *Ianko-Triniţkij, A. A.* K statie Kazovskogo, E. I. în : Electricestvo **68**, nr. 10, 1948, p. 57—58.
[8] *Kazovskij, E. I.* K zamecianiam Ianko-Triniţkogo. In : Electricestvo **68**, nr. 10, 1958 p. 58—61.
[9] *Ianko-Triniţkij, A. A.* Uravenemia perehodnih elektromagnitnîh proţessov i ih reșenia. In : Electricestvo **71**, nr. 3, 1951, p. 18—26.
[10] *Ku, H,* Y. Transient Analysis of Rotating Machines and Stationary Networks by Means of Rotating Reference Frames. In : TAIEE **70**, 1951, p. 943—956.
[11] *Wilde, K.* Discussion to the Ku's Paper. In : TAIEE **70**, 1951, p. 954—955.
[12] *Ku, H.* Y. Rotating Field Theory and General Analysis of Synchronous and Induction Machines. In : PIEE **II**, 1953, p. 410—428.
[13] *Lewis, W.A.A.* Basic Analysis of Lynchronous Machines. In : TAIEE **I**, 77, 1958, p. 437.
[14] *Gao Tzin-de.* Kompleksnîe sostavliaiuşcie i ih primenenie k raccmotreiniu ustanovivşihsia rejimov iavnopolinsnîh sinhronnîh mașin. In : Trudî LPI, nr. 209, 1960, p. 99—139.
[15] *Kovacs, K. P.* Symmetrische Komponenten der Momentanwerte, oder Vektoren der elektrischen Grössen. In : Archiv für Elektrotechnik **45**, nr. 2, 1960, p. 99—117.
[16] *Astuni, E.* Transformazioni lineari per sistemi trifasi sinusoidali. In : L'Energia Electrica **38**, nr. 1, 1961, p. 1—14.
[17] *Manea,* F. Ecuațiile generale operaționale ale mașinii asincrone. In : Electrotehnica **V**, nr. 2, 1957, p. 43.
[18] *Manea, F.* Ecuațiile operaționale, în coordonatele vectorilor reprezentativi rezultanți de mașini sincrone. In : Electrotehnica **V**, nr. 7, 1957, p. 210.
[19] *Bălă, C,* Sisteme de referință utilizate în teoria sistemelor electrice trifazate. In : S.C.F., vol. **XII**, nr. 4, 1962, p. 633—643.
[20] *Nicolaide, A.* Teoria funcționării asincrone a mașinilor sincrone în analiza tensorială. In : Electrotehnica **VI**, nr. 2, 1958, pag. 66.
[21] *Nedelcu, N. V.* Ecuațiile matriciale de funcționare a mașinii sincrone cu poli aparenți în sistemul de coordonate *d, q, o.* In : Electrotehnica **8**, nr. 9, 1960.
[22] *Nedelcu, N. V.* Cu privire la ecuațiile de tensiuni ale mașinii asincrone. In : Electrotehnica **XII**, nr. 12, 1964, p. 457.

Intrat în redacție la 20. X. 1964

Unitatea ecuațiilor și transformărilor de coordonate în teoria mașinilor electrice

Florin Manea* — București

CZ 621.313.1.001.1

Unitatea teoriei mașinilor electrice se exprimă nu numai prin reversibilitatea funcțională a unei anumite mașini, ci și prin aceeași formă de scriere a ecuațiilor de regim ale mașinilor de diverse tipuri.

Făcînd abstracție de anumite particularități neesențiale, orice sistem fizic de coordonate corespunzător unui anumit tip de mașină electrică este un sistem echivalent pentru alte tipuri de mașini electrice. Astfel, ecuațiile mașinii de curent continuu cu două axe de simetrie magnetică și două perechi de perii colectoare sînt totodată ecuațiile mașinii de curent alternativ în sistemul de coordonate d, q.

Sistemul α, β corespunde fizic mașinii bifazate de curent alternativ, sistemul a, b, c, mașinii trifazate; fiecare dintre aceste sisteme constituie un sistem echivalent mașinii de curent continuu și totodată sînt echivalente între ele. Echivalența poate fi stabilită fie prin scrierea directă a relațiilor de trecere de la un sistem fizic la altul, fie mai simplu prin intermediul coordonatelor vectorilor reprezentativi rezultanți exprimați cu ajutorul numerelor complexe.

În electrotehnică se folosesc în mod uzual numerele complexe la rezolvarea rețelelor electrice parcurse de curenți alternativi sinusoidali, ca funcții de timp.

La studiul regimurilor mașinilor electrice, vectorii reprezentativi pot avea caracter spațial, înfășurările mașinilor electrice putînd fi parcurse de curenți electrici cu variație în timp oarecare (nesinusoidală). Într-un sens mai general, mărimile complexe se folosesc pentru efectuarea unor schimbări de variabile (transformări de coordonate), semnificațiile de vectori reprezentativi spațiali sau temporali ai mărimilor folosite fiind particulare.

Este evident necesară stabilirea corespondenței dintre mărimile matematice și cele fizice, iar în alegerea denumirilor atribuite unor mărimi trebuie totdeauna avut în vedere acest lucru spre a se evita unele neînțelegeri și confuzii.

Teoria transformărilor de coordonate pentru studiul regimurilor mașinilor electrice a apărut ca preocupare izvorîtă din necesitatea rezolvării ecuațiilor de regim al rețelelor trifazate. S-au căutat transformări de coordonate (schimbări de variabile) care să permită o scriere simplă a ecuațiilor și o rezolvare ușoară a regimurilor tranzitorii, simetrice și nesimetrice. Astfel, după ce în anul 1912 Stokvis, iar în 1918 Fortescue, au propus și dezvoltat metoda componentelor simetrice de studiu al regimurilor nesimetrice pentru rețelele parcurse de curenți alternativi sinusoidali, în 1929 [1] s-a aplicat aceeași matrice de transformare a valorilor instantanee ale curenților, tensiunilor și fluxurilor fazelor unei mașini trifazate. Noile variabile au fost și sînt denumite uneori componente simetrice instantanee.

În alte lucrări [2], [3] s-au propus denumirile de vectori reprezentativi rezultanți, deoarece:

a) Vectorul reprezentativ rezultant al tensiunii magnetomotoare sau fluxului din întrefierul unei mașini sincrone și asincrone este alcătuit din suma vectorilor reprezentativi ai succesiunii directe și inverse.

De exemplu în [2] s-a arătat că avem relația:

$$\Psi'_1 = \frac{3}{2}\Psi'_+ = \frac{3}{2}\left[\Psi'^{d}_{1m}\cdot \varepsilon^{j\omega t} + \Psi'^{i}_{1m}\cdot \varepsilon^{-j(\omega t-\theta_i)}\right];$$

Ψ'_+ este deci proporțional cu vectorul reprezentativ rezultant și nicidecum o componentă simetrică. Factorul numeric de proporționalitate este o problemă de scară și nu schimbă semnificația fizică. Variabila Ψ'_- este complex conjugată variabilei Ψ'_+ (nu are o strictă semnificație fizică) și poate fi denumită „conjugată complexă a vectorului reprezentativ rezultant".

b) La studiul regimurilor nesimetrice de funcționare a mașinii sincrone sînt necesare ambele componente, nefiind suficienți numai vectorii reprezentativi rezultanți (indice +) de curenți și tensiuni la rezolvarea ecuațiilor operaționale [4], deși componentele mărimilor fazelor pot fi interpretate și ca proiecții pe direcția axei fazelor a vectorului reprezentativ rezultant.

c) Denumirea de componentă simetrică instantanee este atribuită în mod formal prin asemănarea matricei de transformare cu aceea a componentelor simetrice. Trebuie observat însă că operatorii $a = \varepsilon^{j\frac{2\pi}{3}}$ și a^2 au rolul de operatori de rotație a fazorilor reprezentativi ai curenților și tensiunilor pentru care se determină componentele simetrice; în expresiile vectorilor spațiali reprezentativi, operatorii 1, a și a^2 au semnificația de versori direcționali. Prin urmare sensul transformărilor efectuate este diferit, deși matricea transformării este aceeași.

d) Denumirea de „componentă simetrică a valorilor instantanee" poate fi confundată cu

* Ing. *Fl. Manea* este inginer specialist la I.R.M.E.

denumirea „valoare instantanee a componentelor simetrice" care are o altă semnificație.

e) Vectorii reprezentativi rezultanți (și conjugata lor complexă) apar cu aceeași semnificație și la studiul regimurilor mașinilor de curent continuu, și deci nu pot avea semnificația de componente simetrice ale valorilor instantanee.

Sistemul de coordonate al vectorilor reprezentativi rezultanți permite scrierea într-o formă compactă a ecuațiilor operaționale de tensiuni ale mașinii sincrone. Forma deosebit de simplă în raport cu cea din cazul folosirii coordonatelor rectangulare ale fazelor apare și în cazul general al sistemelor de referință mobile (atît față de stator, cît și față de rotor) [5].

Rezolvarea analitică a problemei regimurilor tranzitorii nesimetrice ale mașinii sincrone este mai comodă dacă se folosesc vectorii reprezentativi rezultanți [4] decît dacă se folosesc coordonatele fazelor [6].

Pentru regimurile simetrice, exprimarea cea mai compactă a soluțiilor tranzitorii de curenți, cum și determinarea explicită a acestora, rezultă prin folosirea unor coordonate mixte: sistem, d, q pentru curenți și vectori reprezentativi pentru tensiuni [7]:

$$-\Delta i_d(t) = Im\ \mathcal{L}^{-1}\frac{\Delta v(p)}{p+\alpha+j\omega}\Lambda_d(p);$$

$$\Delta i_q(t) = Re\ \mathcal{L}^{-1}\frac{\Delta v(p)}{p+\alpha+j\omega}\Lambda_q(p),$$

unde Δi_d și Δi_q sînt componentele variațiilor de curent (față de cele stabilizate); $\Lambda_d(p)$ și $\Lambda_q(p)$ — permeanțe operaționale ce se pot descompune în fracții simple; $\Delta v(p)$ — transformata Laplace a variației de tensiune impusă, exprimată ca vector reprezentativ rezultant.

Simbolurile *Im* și *Re* indică reținerea părții imaginare, respectiv reale, a expresiei precedate, iar $\mathcal{L}^{-1}$ indică revenirea la funcția originală (inversa transformatei Laplace).

În anexă se indică cum se pot deduce în mod simplu ecuațiile de tensiuni în sistemul d, q, fie pornind de la mașina de curent continuu cu două perechi de perii colectoare, fie cu ajutorul vectorilor reprezentativi din planul complex. Se scriu apoi ecuațiile regimurilor electromagnetice tranzitorii folosind schemele echivalente ale circuitelor induse, cu luarea în considerare a rezistențelor, dar neglijînd tensiunile electromotoare de transformare mici în comparație cu cu cele de rotație. În ecuații se introduc mărimile ce prezintă soluții de continuitate la schimbări bruște ale parametrilor circuitelor, pentru a ușura rezolvarea problemelor de regimuri tranzitorii succesive.

Pe lîngă deducerea unitară a ecuațiilor și schemelor echivalente, s-a urmărit prezentarea didactică a soluțiilor explicite de curenți, atît pentru mașina de curent continuu, cît și de curent alternativ.

Concluzii

1. Coordonatele vectorilor reprezentativi din planul complex prezintă avantaje esențiale la rezolvarea regimurilor mașinilor electrice rotative în condiții generale (tranzitorii nesimetrice).

2. Denumirea de „componente simetrice instantanee" nu corespunde conținutului noțiunii respective.

3. Ecuațiile de tensiuni în sistemul de coordonate d, q se pot deduce ușor, fie pe considerente fizice plecînd de la mașina de curent continuu, fie folosind vectorii reprezentativi din planul complex.

4. Introducerea în ecuații a tensiunii electromotoare tranzitorii, proporțională cu fluxul magnetic din circuitul inductor, permite rezolvarea comodă a regimurilor tranzitorii succesive, atît pentru mașina de curent alternativ, cît și de curent continuu. Considerarea rezistențelor circuitului indus nu complică obținerea soluțiilor explicite de curenți în condițiile ipotezelor simplificatoare adoptate.

ANEXĂ

Ecuațiile de tensiuni ale mașinilor electrice rotative

I. Considerăm întîi cazul rotorului unei mașini de curent continuu situat în cîmpul magnetic longitudinal produs de curentul înfășurării inductoare (i_f în figura 1, *a*). Pentru o viteză unghiulară de rotație ω, periile colectoare situate pe axa neutră permit obținerea unei tensiuni induse, de valoare $\omega\psi_{af}$. S-a notat prin ψ_{af} fluxul total îmbrățișat de circuitul unei căi de curent a indusului. Dacă rotorul este parcurs de curentul notat prin i_q, se creează un flux magnetic cu liniile de cîmp orientate în sensul axei periilor, denumit transversal (fig. 1, *b*). O altă pereche de perii colectoare situate pe axa

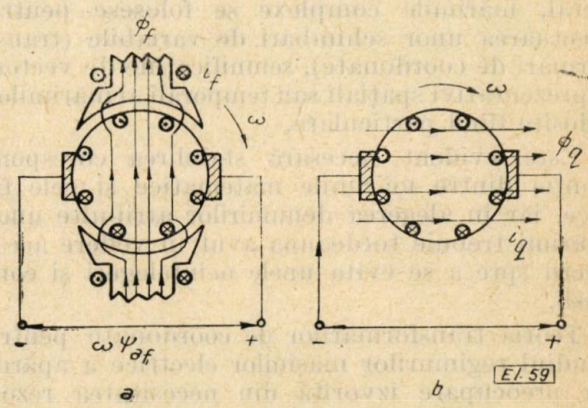


Fig. 1. Inducția longitudinală și fluxul de reacție transversală la generatorul de curent continuu.

neutră a acestui cîmp permite obținerea unei tensiuni induse de valoare $\omega\psi_q$, unde ψ_q este fluxul transversal îmbrățișat de circuitul unei căi de curent a indusului (fig. 2, *a*). Dacă rotorul este parcurs și de curentul notat prin i_d apare un nou flux magnetic (fig. 2, *b*) de reacție longitudinală, care se

compune cu fluxul inductor, creîndu-se un flux magnetic longitudinal rezultant ψ_d.

Dacă fluxurile magnetice sînt variabile în timp, vor apărea și tensiuni electromotoare de pulsație; în circuitul situat între periile colectoare de pe axa neutră a fluxului longitudinal se

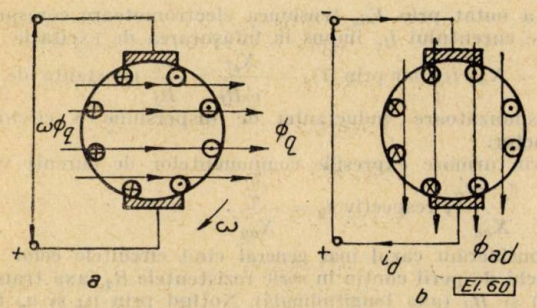


Fig. 2. Inducția transversală și fluxul de reacție longitudinală la generatorul de curent continuu.

induce o tensiune electromotoare datorită variației fluxului transversal $-\frac{d\psi_q}{dt}$, iar între periile colectoare de pe axa neutră a fluxului transversal se induce o tensiune electromotoare datorită variației fluxului longitudinal $\frac{d\psi_d}{dt}$.

Prin urmare, tensiunile electromotoare totale culese de perii vor fi:

$$e_d = \omega\psi_d - \frac{d\psi_q}{dt},\ e_q = \omega\psi_q + \frac{d\psi_d}{dt}.$$

În cazul mașinii „ideale", o decalare a periilor colectoare cu un unghi oarecare față de cele două direcții de simetrie a mașinii evidențiază posibilitatea considerării mărimilor electrice și magnetice (tensiuni, curenți, fluxuri) ca avînd proprietăți vectoriale (satisfac teorema proiecției; valorile lor sînt funcții liniare ale cosinusurilor directoare în raport cu direcțiile de simetrie a mașinii).

Pentru sensurile admise în figurile 1 și 2 se construiește diagrama vectorială din figura 3. S-au trasat punctat vectorii reprezentativi rezultanți ai fluxului, tensiunii electromotoare și curentului (tensiunii magnetomotoare).

Experimental, o pereche de perii colectoare orientată în direcția vectorului $\underline{e}$ permite măsurarea acestuia (dacă se neglijează căderile ohmice de tensiune și efectul fluxului de dispersiune). În absența tensiunilor electromotoare de transformare (în mod uzual neglijabil de mici față de cele de rotație), vectorul $\underline{e}$ este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma vectorului $\underline{\psi}$. Vectorul $\underline{\psi}$ are direcția axei de simetrie a fluxului rezultat, iar vectorul $\underline{i}$ are direcția axei unor perii colectoare care dacă ar fi parcurse de curentul i ar produce același efect ca și cele două perechi de perii ortogonale parcurse de curenții i_q, respectiv i_d (componentele ortogonale ale vectorului $\underline{i}$).

II. La studiul regimurilor mașinii de curent continuu nu este uzuală utilizarea vectorilor reprezentativi rezultanți ai fluxurilor, curenților și tensiunilor. Se preferă componentele corespunzătoare axelor fizice de simetrie a mașinii care interesează fiind și mărimi caracteristice de funcționare a circuitelor reale.

Vectorii reprezentativi permit totuși o deducere simplă a ecuațiilor tensiunilor induse. Astfel se pot deduce expresiile tensiunilor electromotoare e_d și e_q considerate drept componente ale vectorului reprezentativ în planul complex $\underline{e} = e_d - je_q$.

Dacă periile colectoare ar fi solidare cu rotorul, în cazul mașinii „ideale" tensiunea electromotoare indusă la un moment dat în circuitul situat între cele două perii pereche va fi aceeași cu cea culeasă de aceeași pereche de perii colectoare imobilă situată în aceeași poziție.

Rotirea circuitului indus față de cîmpul magnetic fiind echivalentă cu rotirea cîmpului în sens opus față de circuit, se va putea scrie vectorul reprezentativ al fluxului rotitor sub forma $\underline{\psi} = (\psi_q + j\psi_d)\,\varepsilon^{j\omega t}$. Pentru momentul considerat inițial ($t = 0$) avem $\underline{\psi}_q = Re\ \underline{\psi}_{t=0}$, respectiv $\psi_d = Im\ \underline{\psi}_{t=0}$.

S-a notat prin *Re* partea reală, iar prin *Im* partea imaginară a expresiei precedate.

Prin urmare se va putea scrie $e_d = -\frac{d}{dt} Re\ \underline{\psi}_{t=0} = \frac{d}{dt} Im\ \underline{\psi}_{t=0}$

și deci:

$$\underline{e} = -\frac{d}{dt}\underline{\psi} = -j\omega(\psi_q + j\psi_d - \frac{d}{dt}(\psi_q + j\psi_d)_{t\to 0}.$$

Rezultă expresiile tensiunilor induse deduse anterior: $e_d = \omega\psi_d - p\psi_q$, $e_q = \omega\psi_q + p\psi_d$.

Unitatea teoriei mașinilor electrice se exprimă și prin unitatea ecuațiilor regimului electromagnetic.

În cele ce urmează se deduc ecuațiile operaționale ale mașinii de curent continuu folosind notațiile și forma de scriere a ecuațiilor specifică mașinii de curent alternativ. Inițial se deduc în mod simplu ecuațiile mașinii admițînd date tensiunile electromotoare corespunzătoare fluxului rezultant în circuitul indus (deci admise ca tensiuni la borne). Ulterior se rezolvă problema mai generală considerînd și efectul rezistențelor și reactanțelor de dispersiune ale circuitului indus.

În cazul unor relații liniare între fluxuri și curenți se introduc în expresii inductanțele proprii (L) și mutuale (M), așa încît rezultă ecuațiile suplimentare ale fluxurilor:

$$\psi_d = -L_d i_d + M_{ad} i_f = -\lambda_d i_d + M_{ad}(i_f - i_d);$$

$$\psi_q = L_q i_q = \lambda_q i_q + M_{aq} i_q;$$

$$\psi_f = L_f i_f - M_{ad} i_d = \lambda_f i_f + M_{ad}(i_f - i_d).$$

S-au notat prin λ_d, λ_q și λ_f inductanțele de dispersiune ale circuitelor. Se vor neglija tensiunile electromotoare de transformare, iar rezistența indusului va fi considerată ca atașată circuitului exterior mașinii.

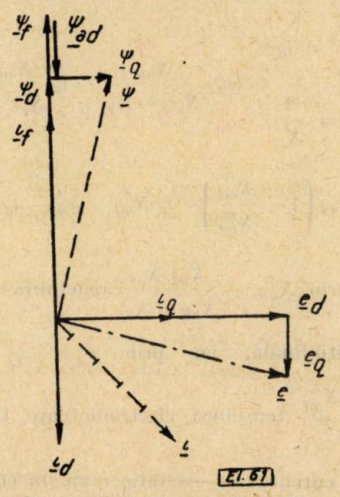


Fig. 3. Vectorii reprezentativi ai fluxurilor, tensiunilor și curenților.

Cu acestea se obțin următoarele ecuații de tensiuni ale circuitelor mașinii de curent continuu:

$$u_d = -\omega\lambda_d i_d + \omega M_{ad}(i_f - i_d) = -X_{sd} i_d + X_{ad}(i_f - i_d);$$

$$u_q = \omega\lambda_q i_q + \omega M_{aq} i_q = X_{sq} i_q + X_{aq} i_q;$$

$$(i_{f_0} - i_f)\omega R_f = p[\omega\lambda_f i_f + \omega M_{ad}(i_f - i_d)] = p[X_{sf} i_f + X_{ad}(i_f - i_d)]$$

S-a notat prin $i_{fe} = \frac{u_f}{R_f}$ curentul de regim staționar corespunzător tensiunii u_f aplicate circuitului de excitație, iar prin $p = \frac{d}{dt}$ operatorul de derivare în raport cu timpul.

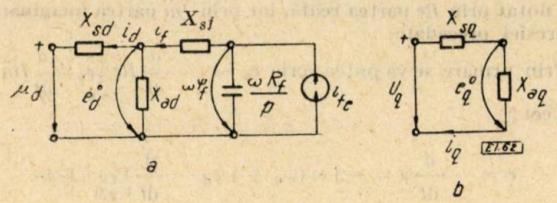


Fig. 4. Schemele echivalente pentru deducerea ecuațiilor de tensiuni ale regimurilor tranzitorii.

Ecuația circuitului de excitație se poate scrie sub forma

$$(i_{fe} - i_f)\,\frac{1}{p\,\frac{1}{\omega R_f}} = X_{sf}\,i_f + X_{ad}\,(i_f - i_d).$$

Ecuațiile anterioare corespund schemei echivalente din figura 4.

La studiul regimurilor tranzitorii, datorită unor schimbări bruște ale parametrilor circuitelor exterioare, este necesară evidențierea mărimilor care-și menținvaloarea (invariante). Cu ajutorul acestora se pot determina condițiile inițiale ale regimului tranzitoriu. O asemenea mărime este fluxul magnetic îmbrățișat de înfășurarea de excitație.

Se vor folosi în ecuații mărimile e_d^0 și e_q^0, proporționale cu componentele fluxului rezultant din întrefier, determinante ale stării de magnetizare a circuitelor feromagnetice. Influența reactanțelor de dispersiune X_{sd} și X_{sq}, cum și a rezistențelor circuitelor induse va fi luată în considerare ulterior. Presupunînd date mărimile e_d^0, e_q^0 și i_{fe}, cum și parametrii schemelor echivalente, se vor deduce expresiile curenților i_d și i_q.

Pentru schema echivalentă din figura 4, *a*, folosind metoda tensiunilor nodale, se poate scrie direct expresia :

$$e_d^0 = \frac{\frac{\omega\dot{\psi}_f}{X_{sf}} - i_d}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{sf}}} = \omega\dot{\psi}_f\,\frac{X_{ad}}{X_{ad} + X_{sf}} - i_d\,\frac{X_{ad}\,X_{sf}}{X_{sf} + X_{ad}} =$$

$$= \omega\dot{\psi}_f\left(1 - \frac{X'_{ad}}{X_{ad}}\right) - i_d\,X'_{ad} = e'_d - i_d\,X'_{ad}.$$

S-a notat prin $X'_{ad} = \frac{X_{ad}\,X_{sf}}{X_{ad} + X_{sf}}$ reactanța tranzitorie de reacție longitudinală, iar prin $e'_d = \omega\dot{\psi}_f\,\frac{X_{ad}}{X_{ad} + X_{sf}} = \omega\dot{\psi}_f\,\frac{X_{ad} - X'_{ad}}{X_{ad}}$ tensiunea electromotoare tranzitorie longitudinală.

Exprimînd curentul de excitație i_f ca un curent de ramificație în nod și cu ajutorul căderii de tensiune în reactanța X_{sf} din schema echivalentă rezultă :

$$i_f = i_{fe} - \frac{\omega\dot{\psi}_f \cdot p}{\omega R_f} = \frac{\omega\psi_f - e_d^0}{X_{sf}}.$$

Se obține ecuația fluxului în regim tranzitoriu :

$$\left(1 + p\,\frac{X_{sf}}{\omega R_f}\right)\omega\dot{\psi}_f = e_d^0 + X_{sf}\,i_{fe}$$

sau ecuația echivalentă a tensiunii electromotoare tranzitorie :

$$(1 + pT_{fs})\,e'_d = e_d^0\left(1 - \frac{X'_{ad}}{X_{ad}}\right) + E_{de}\,\frac{X'_{ad}}{X_{ad}} = e_d^0 + \frac{E_{de} - e_d^0}{X_{ad}}\,X'_{ad}.$$

S-a notat prin E_{de} tensiunea electromotoare corespunzătoare curentului i_{fe} impus în înfășurarea de excitație : $E_{de} = X_{ad}\,i_{fe}$, iar prin $T_{fs} = \frac{X_{sf}}{\omega R_f} = \frac{\lambda_f}{R_f}$ constanta de timp corespunzătoare inductanței de dispersiune a circuitului inductor.

Prin urmare expresiile componentelor de curenți vor fi $i_d = \frac{e'_d - e'_0}{X'_{ad}}$, respectiv $i_q = \frac{e_q^0}{X_{aq}}$.

Considerăm cazul mai general cînd circuitele celor două perechi de perii conțin în serie rezistențele R_q (axa transversală) și R_d (axa longitudinală). Notînd prin u_d și u_q tensiunile respective la borne, se obțin ecuațiile suplimentare $e_d - u_d = R_q\,i_q$; $e_q - u_q = R_d\,i_q$.

Introducînd mărimile e_d^0 și e_q^0, rezultă ecuațiile următoare :

$$e_d^0 - u_q = R_q\,i_q + X_{sd}\,i_d\,;$$

$$-\,e_q^0 + u_q = X_{sq}\,i_q - R_d\,i_d \rightarrow u_q = (X_{sq} +$$

$$+\,X_{aq})\,i_q - R_d\,i_d = X_q\,i_q - R_d\,i_d\,.$$

Rezolvarea sistemului de ecuații în raport cu i_d și i_q duce la expresiile :

$$i_d = \frac{e_d^0 - u_d}{X_{sd} + \frac{R_d\,R_q}{X_q}} - \frac{u_q\,\frac{R_q}{X_q}}{X_{sd} + \frac{R_d\,R_q}{X_q}},$$

$$i_q = \frac{(e_d^0 - u_d)\,\frac{R_d}{X_q}}{X_{sd} + \frac{R_d\,R_q}{X_q}} + \frac{u_q\,\frac{X_{sd}}{X_q}}{X_{sd} + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}.$$

Eliminarea curentului i_d permite exprimarea tensiunii e_d^0, precum urmează :

$$e_d^0 = \frac{u_d + u_q\,\frac{R_d}{X_q}}{X'_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}} \cdot X'_{ad} + e'_d\,\frac{X_{sd} + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}{X'_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}.$$

S-a notat prin X'_d reactanța tranzitorie longitudinală, $X'_d = X_{sd} + X'_{ad}$.

După substituirea tensiunii e_d^0 în expresia tensiunii electromotoare tranzitorii e'_d rezultă următoarea ecuație :

$$(1 + pT'_d)\,e'_d = \left(1 - \frac{X'_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}{X_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}\right)\left(u_d + u_q\,\frac{R_d}{X_q}\right) +$$

$$+\,E_{de}\,\frac{X'_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}{X_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}} = u_d + u_q\,\frac{R_d}{X_q} +$$

$$+\left[E_{de} - \left(u_d + u_q\,\frac{R_q}{X_q}\right)\right] \cdot \frac{X'_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}{X_d + \frac{R_d\,R_q}{X_q}}.$$

S-a notat prin T'_d constanta de timp tranzitorie :

$$T'_d = T_{fs}\frac{X_f}{X_{sf}}\frac{X'_d + \frac{R_d R_q}{X_q}}{X_d + \frac{R_d R_q}{X_q}} = \frac{X_f}{\omega R_f}\frac{X'_d + \frac{R_d R_q}{X_q}}{X_d + \frac{R_d R_q}{X_q}}.$$

Expresiile curenților i_d și i_q rezultă precum urmează:

$$i_d = \frac{e'_d - \left(u_d + u_q\frac{R_d}{X_q}\right)}{X'_d + \frac{R_d R_q}{X_q}};$$

$$i_q = \frac{u_q}{X_q} + \frac{R_d}{X_q}\cdot i_d.$$

Ecuațiile tensiunilor, fluxurilor și curenților din cazul mașinii de curent continuu reprezintă totodată, în condiții particulare ($R_d = R_q = R$), ecuațiile mașinii de curent alternativ cu cîmp învîrtitor în sistemul de coordonate d, q (în absența componentelor homopolare).

Sistemul de coordonate d, q prezintă avantaje în cazul mașinilor ce au simetrie magnetică de-a lungul axelor respective, așa cum este cazul mașinii de curent continuu, cum și cel al mașinii sincrone cu poli aparenți în regim de funcționare simetrică.

Bibliografie

[1] *Ku* Y. Transient analysis of a.c. machines. In : Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 1929, p. 707.

[2] *Manea, F.* Ecuațiile operaționale generale ale mașinii asincrone. In : Electrotehnica, nr. 2, 1957.

[3] *Manea, F.* Représentation géométrique par des vecteurs tournants résultants et symétriques dans l'étude des régimes des réseaux triphasés. In : Revue d'électrotechnique et d'énergétique IV, nr. 2, 1959, București, Editura Academiei.

[4] *Manea, F.* Ecuațiile operaționale, în coordonatele vectorilor reprezentativi rezultanți, ale mașinii sincrone. In : Electrotehnica, nr. 7, 1957.

[5] *Manea, F.* Ecuațiile generale ale tensiunilor și cuplului în coordonatele axelor mobile pentru mașini sincrone. In : Studii și cercetări de energetică, nr. 2, 1959, București, Editura Academiei.

[6] *Ching, X.* și *Adkins, B.* Transient theory of synchronous generators under unbalanced conditions. In : Proc. of I.E.E. p. IV, nr. 7, 1954.

[7] *Manea, F.* Régimes électromagnétiques transitoires symétriques lorsqu'une machine synchrone fonctionne comme machine asynchrone. In : Revue d'électrotechnique et d'énergétique V, nr. 2, 1960, București Editura Academiei.

Intrat în redacție la 20.III.1965

Contribuții la teoria funcționării arborilor electrici de compensare în regim de stabilitate statică

Moreno Zickman* — București

CZ 621.34:621.313.13.016.35

1. Generalități

Problema stabilității de funcționare a arborilor electrici cu mașini de inducție a făcut obiectul mai multor studii publicate în literatura de specialitate din mai multe țări, dintre care cele mai semnificative sînt [1], [2], [3].

Cercetările întreprinse privind această problemă (prezentate în acest articol) constituie contribuția autorului la tratarea acestei probleme pe o cale nouă, utilizînd metode simple ale calculului analitic.

Stabilitatea statică a arborelui electric de compensare s-a studiat în ipoteza că cuplurile rezistente ale mașinilor variază foarte încet și că arborele electric este compus numai din două mecanisme rotative, echipate, în fiecare dintre cazuri, cu motoare de inducție identice. Plecînd de la formulele cunoscute ale cuplurilor dezvoltate de motoarele arborelui electric de compensare cu mașini de inducție, s-au stabilit criteriile și domeniul de stabilitate al arborelui de compensare simplificat (AECS, cu 2 motoare, fig. 1) și a arborelui de compensare (AEC, cu 4 motoare, fig. 7).

Pe baza acestor rezultate s-au determinat, grafic, domeniile de stabilitate ale arborilor electrici pentru diferite valori ale parametrilor caracteristici, acoperind toate cazurile practice care apar în proiectarea unor instalații de acest fel.

Rezultatele cele mai importante, din punctul de vedere al tratării stabilității arborilor electrici de compensare prin metoda indicată în acest articol, rezultă din rapida posibilitate de dimensionare a motoarelor de inducție ale acestor arbori, pentru ca, în diferitele regimuri de funcționare dorite, arborele electric să prezinte un suficient de larg domeniu și rezervă de stabilitate.

2. Domeniile de stabilitate ale arborilor electrici de compensare cu motoare de inducție

2.1. Arbore electric de compensare simplificat

Schema electrică de principiu a unui asemenea arbore electric este arătată în figura 1.

* Ing. *M. Zickman* este proiectant principal în cadrul M.I.A.

Dacă se notează cu :

M_{max} — cuplul maxim dezvoltat de fiecare dintre motoarele m_1 și m_2 ;

y_1, y_2 — momente, în unități relative, raportate la M_{max}, pentru fiecare dintre motoarele m_1 și m_2 ;

α — unghiul electric exprimînd poziția unghiulară relativă dintre rotoarele mașinilor (pentru mașinile cu p perechi de poli $\alpha = p \cdot \alpha_m$) ;

s — alunecarea motorului de inducție ;

A_1, A_2 — arborii mecanici 1 și 2, ale căror motoare cuplate în arbore electric au rotoarele legate rigid de aceștia,

atunci expresiile funcțiilor f_1 și f_2 ale cuplurilor dezvoltate de cele două motoare sînt (anexa, 1.1) :

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= A + B\cos\alpha - C\sin\alpha = f_1(\alpha, s) \\ y_2 &= A + B\cos\alpha + C\sin\alpha = f_2(\alpha, s) \end{aligned}\right\}, \qquad (1)$$

în care se amintește că A, B și C sînt funcții de alunecarea s.

Este evident că a găsi criteriile de stabilitate ale acestui arbore electric înseamnă a găsi modul cum trebuie să varieze cuplurile motoarelor exprimate prin funcțiile f_1 și f_2, la variații ale variabilelor α și s, iar a găsi domeniul de stabilitate respectiv înseamnă a determina în planul de coordonate (y_1, y_2) domeniul în care criteriile de stabilitate sînt toate simultan respectate.

Pentru a rezolva problemele ridicate se vor studia două cazuri :

2.1.1. Unghiul α variabil și alunecarea s constantă. Se consideră doi vectori rotitori :

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{V}_1 &= y_1 \cdot e^{j(\alpha+\theta)} = y_1 \underline{|\alpha+\theta} \\ \boldsymbol{V}_2 &= y_2 \cdot e^{j\theta} = y_2 \underline{|\theta} \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

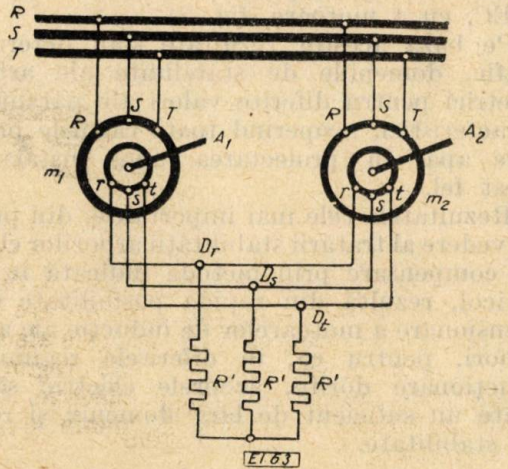


Fig. 1. Schema unui arbore electric de compensare simplificat (AECS).

solidari respectiv cu rotoarele mașinilor m_1 și m_2 de pe arborii mecanici A_1 și A_2.

Se presupune că fiecare vector are : punctul de aplicație situat pe axa longitudinală a mașinii ; direcția perpendiculară pe axa longitudinală a mașinii și aceeași cu direcția axei unui anumit pol fictiv al rotorului, identic ales pentru amîndouă mașinile ; mărimea sa proporțională, la o anumită scară, cu valoarea cuplului instantaneu dezvoltat de motorul cu al cărui rotor este solidar legat.

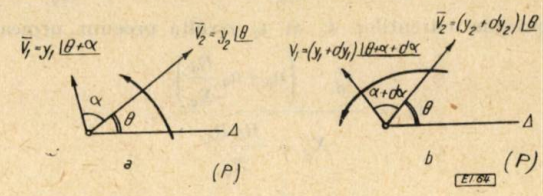


Fig. 2. Stabilitatea arborelui electric pentru α variabil și $s = s_0$ (constant) :
a — vectorii $\boldsymbol{V}$ în funcționare stabilă ; *b* — vectorii $\boldsymbol{V}$ după o creștere infinitezimală a unghiului α.

Unghiurile $(\alpha + \theta)$ și θ sînt, respectiv, unghiurile la centru ale vectorilor $\boldsymbol{V}_1$ și $\boldsymbol{V}_2$, față de o direcție-origine oarecare Δ.

În cazul mișcării sincrone de unghi a arborelui electric, la un moment dat, se presupune că vectorii $\boldsymbol{V}_1$ și $\boldsymbol{V}_2$, rotindu-se în sens invers, fac între ei, în planul P, unghiul α (fig. 2, *a*). S-a presupus, după cum se observă în figura 2, că rotorul mașinii m_1 este înaintea celui al mașinii m_2 și dezvoltă un cuplu mai mic decît cel dezvoltat de mașina m_2 ($\boldsymbol{V}_1$ mai mic și înainte, iar $\boldsymbol{V}_2$ mai mare și înapoi).

Dacă unghiul α, dintre rotoarele celor două mașini, crește cu mărimea infinitezimală $d\alpha$, rezultă că cuplurile dezvoltate de motoarele m_1 și m_2 cresc și ele respectiv cu mărimile infinitezimale dy_1 și dy_2 (fig. 2 *b*). Pentru ca stabilitatea arborelui electric să se păstreze trebuie ca, în perioada tranzitorie, rotorul mașinii m_1 să fie puțin frînat, iar rotorul mașinii m_2, puțin accelerat, ceea ce matematic înseamnă :

$$\left.\begin{aligned} \frac{dy_1}{d\alpha} &\leqslant 0 \\ \frac{dy_2}{d\alpha} &\geqslant 0 \end{aligned}\right\}. \qquad (3)$$

Este interesant de remarcat că, în aceste condiții de stabilitate, se presupune implicit că momentele rezistive sînt independente de unghiul de torsiune α și, de asemenea, că ele exprimă tocmai condițiile de stabilitate a funcționării sincrone de unghi dintre cei doi arbori funcționînd în arbore electric.

Legătura dintre cuplurile y_1 și y_2 din (19) mai exact, ecuația care pentru un anumit cuplu y_1 să definească un cuplu y_2, se poate ușor demonstra că reprezintă o elipsă.

Într-adevăr, dacă se notează :

$$y_1 + y_2 = \sqrt{2}\, x' ;$$

$$y_2 - y_1 = \sqrt{2}\, y'$$

se găsește ecuația acestei elipse:

$$E_z = \left(\frac{x' - \sqrt{2}A}{\sqrt{2}B}\right)^2 + \left(\frac{y'}{\sqrt{2}C}\right)^2 = 1, \quad (3a)$$

raportată la un sistem de axe $x'Oy'$, format din bisectoarele cadranelor *1* și *2*. Așadar, pentru o anumită valoare constantă a alunecării s, cu cantitatea infinitezimală ds. În această situație cuplurile dezvoltate de motoarele m_1 și m_2 cresc și ele respectiv cu mărimile infinitezimale dy_1 și dy_2 (fig. 4, *b*).

Pentru ca stabilitatea arborelui să se păstreze trebuie ca la creșterea alunecării fiecărui motor să corespundă și o creștere a cuplurilor

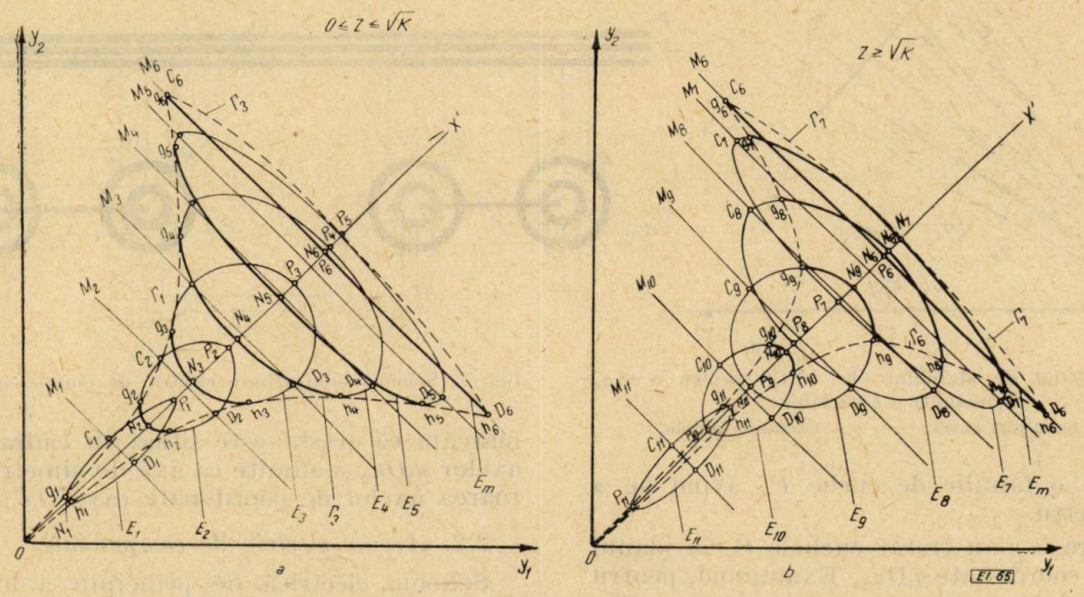


Fig. 3. Domeniul de stabilitate la AECS pentru $s = s_0$ (constant) și α variabil.

locul geometric al punctelor de coordonate (y_1, y_2), pentru diverse valori ale parametrului α, este elipsa E_z raportată la axele $x'Oy'$.

Pentru arborele electric considerat, alunecarea s (deci și z) poate varia numai în intervalul $0 \ldots +\infty$ și deci pentru toate aceste valori legătura dintre funcțiile f_1 și f_2 este reprezentată în planul $x'Oy'$ printr-o familie de elipse F_e cu centrele pe axa Ox' (fig. 3). O dată construită întreaga familie a elipselor E_z se ridică problema dacă întreaga curbă a fiecărei elipse ($2\pi \geqslant \alpha \geqslant 0$) satisface criteriile de stabilitate (3). Pentru aceasta la fiecare dintre elipse se duc cele două tangente paralele cu axa Oy_2 (fig. 3), care limitează arcul elipsei pentru care funcția f_1 scade (condiția $dy_1/d\alpha \leqslant 0$) și apoi cele două tangente paralele cu axa Oy_1, care limitează arcul elipsei pentru care funcția f_2 crește (condiția $dy_2/d\alpha \geqslant 0$). Arcul elipsei care satisface simultan criteriile de stabilitate (3) este $g_z N_z h_z$.

2.1.2. Alunecarea s variabilă și unghiul α constant. Considerîndu-se aceiași vectori $\boldsymbol{V}_1$ și $\boldsymbol{V}_2$, definiți de relațiile (2), și situîndu-se în aceeași ipoteză, în care la un moment dat în funcționare ne găsim în situația în care vectorul $\boldsymbol{V}_1$ este mai mic și înainte, iar vectorul $\boldsymbol{V}_2$, mai mare și înapoi (fig. 4, *a*), criteriile de stabilitate, în acest caz, se stabilesc în felul următor. Presupunem că în situația considerată alunecarea s, comună ambelor motoare, crește dezvoltate de acestea (după cum este cunoscut din teoria motorului asincron), adică, dacă motoarele m_1 și m_2 frînează simultan puțin, este neapărat necesar ca și cuplurile y_1 și y_2 să crească simultan puțin. Aceste condiții se exprimă matematic:

$$\left.\begin{aligned} \frac{dy_1}{ds} \geqslant 0 \left(\text{sau } \frac{dy_1}{dz} \geqslant 0\right) \\ \frac{dy_2}{ds} \geqslant 0 \left(\text{sau } \frac{dy_2}{dz} \geqslant 0\right) \end{aligned}\right\}. \quad (4)$$

Este interesant de menționat că în aceste condiții de stabilitate se presupune implicit că momentele rezistive sînt independente de viteza

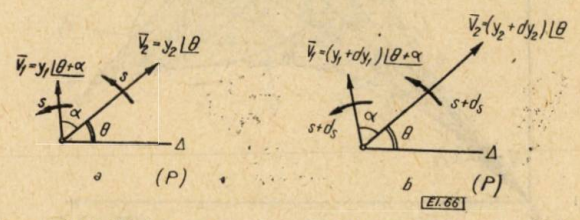


Fig. 4. Stabilitatea arborelui electric pentru s variabil și $\alpha = \alpha_0$ (constant):
a – vectorii $\boldsymbol{V}$ în funcționare stabilă; *b* – vectorii $\boldsymbol{V}$ după o creștere infinitezimală a lui s.

de rotație, respectiv de alunecare, și că ele exprimă tocmai condițiile de stabilitate între viteza sincronă a rețelei electrice și viteza de rotație a arborelui electric.

Ecuația care pune în evidență legătura dintre cuplurile y_1 și y_2, la funcționarea în arbore electric cu α = constant și s variabil, este o ecuație (anexa, 1.1.) de forma $F = f(y_1, y_2, \alpha)$, care

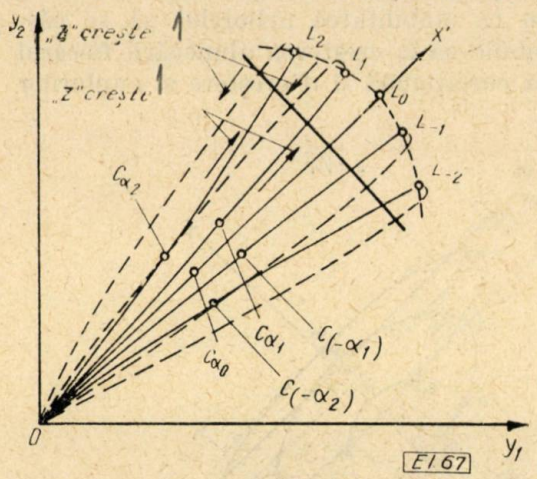


Fig. 5. Domeniul de stabilitate la AECS pentru $\alpha = \alpha_0$ (constant) și s variabil :
——— funcționare stabilă ; – – – – – funcționare instabilă.

reprezintă o familie de curbe F_c avînd pe α ca parametru.

În figura 5 s-au trasat curbele C_α în planul axelor de coordonate y_1Oy_2. Examinînd, pentru tot intervalul $+\infty \geqslant s \geqslant 0$, care sînt porțiunile din curbele C_α care respectă condițiile de stabilitate (4), se poate ușor observa că numai porțiunile din curbele figurate cu linie plină respectă aceste condiții.

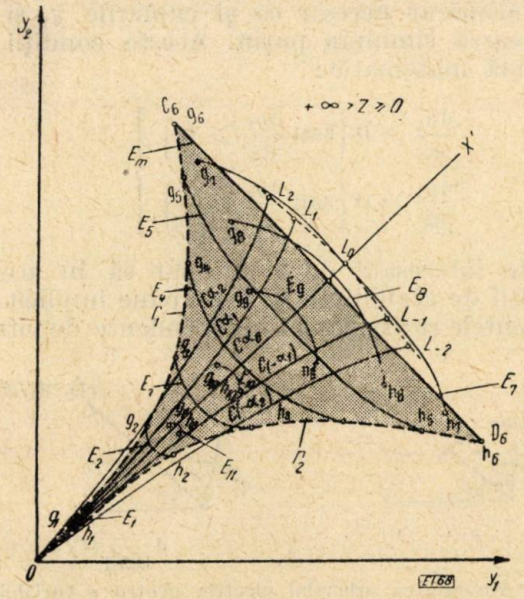


Fig. 6. Domeniul de stabilitate al AECS pentru α și s variabil.

2.1.3. Domeniul de stabilitate al arborelui electric de compensare simplificat. Suprapunînd domeniile de stabilitate determinate în cele două cazuri și alegînd dintre acestea numai partea comună care respectă simultan condițiile (3) și (4), se găsește domeniul de stabilitate al arborelui electric de compensare simplificat.

În epura din figura 6 s-au reprezentat atît elipsele E_z (pentru $z \geqslant 0$), cît și curbele C_∞ (pentru $+90° \geqslant \alpha \geqslant -90°$), în planul axelor de coordonate y_1Oy_2. Domeniul de stabilitate al arborelui a fost înnegrit în această epură. Re-

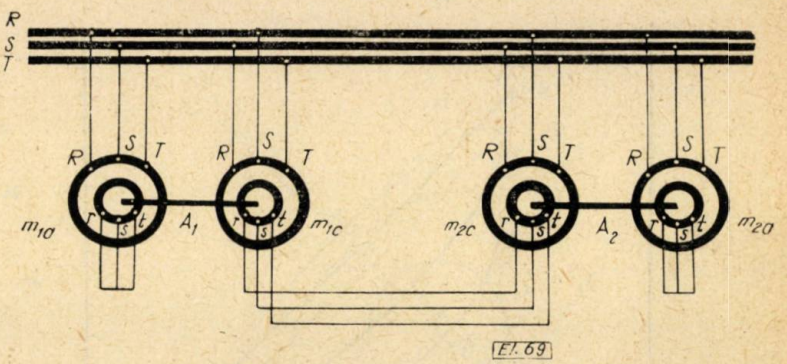


Fig. 7. Schema unui arbore electric de compensare (AEC).

marcăm că acesta este situat în cadranul I al axelor y_1Oy_2 și admite ca axă de simetrie bisectoarea axelor de coordonate (axa Ox').

2.2. Arbore electric de compensare

Schema electrică de principiu a unui asemenea arbore electric este arătată în figura 7.

După cum se poate demonstra (anexa, 1.2.), expresiile funcțiilor f_1 și f_2 ale cuplurilor totale dezvoltate de motoarele de pe arborii mecanici, respectiv A_1 și A_2, sînt identice cu cele din expresiile (1) pentru arborele de compensare simplificat. Repetînd raționamentele făcute la paragraful 2.1.1. și 2.1.2., se poate arăta că criteriile de stabilitate (3) și (4) sînt necesare și suficiente și pentru arborele de compensare (AEC). Domeniul de stabilitate al acestui arbore electric este însă mult mai întins decît cel al arborelui electric de compensare simplificat, după cum se va arăta la paragraful 3.2.

2.3. Concluzii privind criteriile de stabilitate ale arborelui electric de compensare

Criteriile de stabilitate ale arborelui electric de compensare (AECS și AEC), necesare și suficiente, sînt :

$$\left.\begin{aligned} &\text{criteriul I,} && \frac{\partial y_1}{\partial \alpha} \leqslant 0 ; \\ &\text{criteriul II,} && \frac{\partial y_2}{\partial \alpha} \geqslant 0 ; \\ &\text{criteriul III,} && \frac{\partial y_1}{\partial s} \geqslant 0 ; \\ &\text{criteriul IV,} && \frac{\partial y_2}{\partial s} \geqslant 0. \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

După cum s-a arătat atît pentru AEC, cît și pentru AECS, expresiile cuplurilor totale sînt date de relațiile (1).

Aplicînd funcțiilor din (1) criteriile de stabilitate (5) vor rezulta următoarele relații :

$$\left.\begin{aligned}
&\text{criteriul I,} && \frac{\partial y_1}{\partial \alpha} = -B\sin\alpha - C\cos\alpha \leqslant 0;\\
&\text{criteriul II,} && \frac{\partial y_2}{\partial \alpha} = -B\sin\alpha + C\cos\alpha \geqslant 0;\\
&\text{criteriul III,} && \frac{\partial y_1}{\partial s} = \frac{\partial A}{\partial s} + \frac{\partial B}{\partial s}\cos\alpha - \frac{\partial C}{\partial s}\sin\alpha \geqslant 0;\\
&\text{criteriul IV,} && \frac{\partial y_2}{\partial s} = \frac{\partial A}{\partial s} + \frac{\partial B}{\partial s}\cos\alpha + \frac{\partial C}{\partial s}\sin\alpha \geqslant 0,
\end{aligned}\right\} \quad (6)$$

relații cu care se va studia în continuare stabilitatea de funcționare a arborilor electrici de compensare cu mașini de inducție.

3. Stabilirea domeniilor de stabilitate ale arborilor electrici de compensare (AECS și AEC) pentru cazurile reale

3.1. Arborele AECS

Luînd ca parametru valoarea rezistenței R' montată în derivație pe legătura între rotoarele celor două motoare, definită de mărimea K (16), s-a studiat stabilitatea arborelui electric

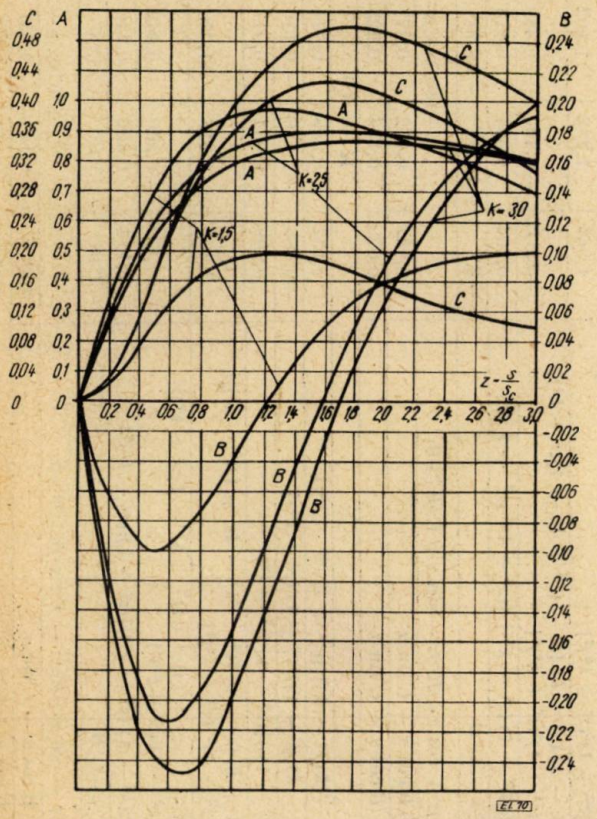


Fig. 8. Variația coeficienților A, B și C, pentru AECS, în funcție de $z = s/s_c$.

de compensare simplificat pentru diverse valori ale parametrului K.

Valorile coeficienților A, B și C din relațiile (1), pentru valori ale lui $z = s/s_c$ (anexa 1.1.) cuprinse între 0 și 3 și pentru diverși K, se dau în tabela 1.

În figura 8 s-a reprezentat grafic variația acestor mărimi.

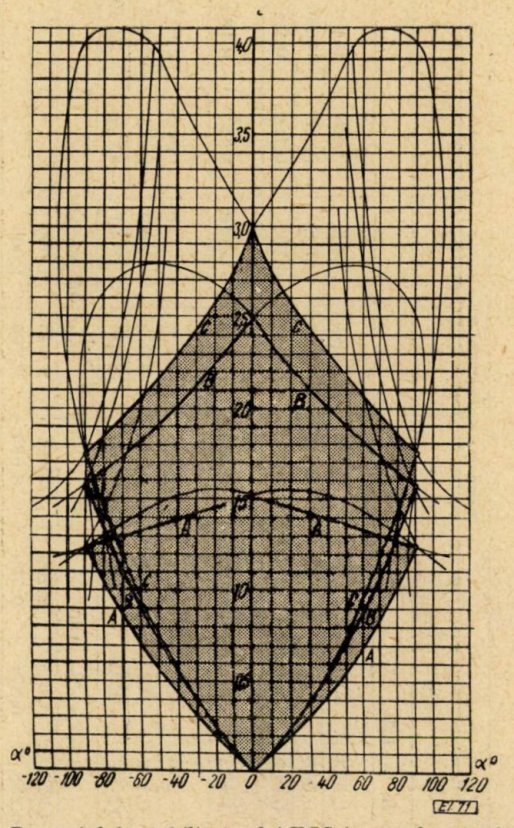


Fig. 9. Domeniul de stabilitate al AECS în coordonate (α, z) : ■ domeniu de stabilitate; —— limita domeniului de stabilitate, A pentru $K = 1{,}5$, B pentru $K = 2{,}5$, C pentru $K = 3{,}0$.

Stabilirea domeniului de stabilitate s-a întocmit pe baza criteriilor (6), calculîndu-se mărimile $\partial A/\partial z$, $\partial B/\partial z$ și $\partial C/\partial z$, cum și valorile corespunzătoare ale unghiului α rezultat din criteriile de stabilitate I (II) și III (IV). Valorile respective, cum și formulele după care s-au întocmit calculele sînt date în tabela 1.

În aceeași tabelă se dau și valorile funcțiilor y_1 și y_2 reprezentînd cuplurile dezvoltate de cele două motoare m_1 și m_2, calculate pe baza mărimilor A, B, C și α.

În diagramele din figura 9 s-au trasat curbele de variație a mărimii z $[z = F(s)]$ în funcție de unghiul α rezultînd din criteriile (6), fiecare dintre ele împărțind planul (α, z) în domenii în care condițiile (5) sînt sau nu îndeplinite.

Domeniul de stabilitate s-a determinat alegînd în planul (α, z) domeniul comun limitat de curbele (6), domeniu în care avem respectate simultan toate cele patru criterii de stabilitate arătate. Domeniul de stabilitate din planul (α, z) a fost „transferat" în planul (y_1, y_2), utilizînd valorile perechi y_1 și y_2 din tabela 1, calculate

Arbore electric de compensare simplificat AECS. Valori utilizate pentru stabilirea domeniului de stabilitate

Tabela 1

Nr.	Mărimea	Formula	Valori ale parametrului z									
			0,1	0,2	0,3	0,5	0,7	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
						K = 1,5						
1	A	$[z(z^2+k)(1+k)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	0,165	0,323	0,468	0,700	0,857	0,962	0,962	0,880	0,801	0,700
2	B	$[z(z^2-k)(k-1)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	−0,033	−0,061	−0,083	−0,100	−0,087	−0,039	0,039	0,080	0,096	0,100
3	C	$[z^2(k^2-1)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	0,005	0,021	0,044	0,100	0,150	0,192	0,192	0,160	0,120	0,100
4	$\partial A/\partial z$	$-\{(1+k)(z^2-k)[z^4-(k^2-4k+1)z^2+k^2]\})/$ $/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	1,629	1,522	1,358	0,962	0,581	0,178	−0,118	−0,187	−0,183	−0,160
5	$\partial B/\partial z$	$-\{(k-1)(z^2+k)[z^4-(k^2+4k+1)z^2+k^2]\}/$ $/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	−0,312	−0,259	−0,174	0	0,122	0,178	0,118	0,053	0,017	0
6	$\partial C/\partial z$	$-[2z(k^2-1)(z^4-k^2)]/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	0,108	0,198	0,258	0,280	0,211	0,074	−0,049	−0,070	−0,061	−0,047
7	α	$\operatorname{tg}\alpha \geqslant -C/B$	−9°20′	−18°50′	−27°50′	−45°	−59°55′	−78°40′	+78°40′	+63°20′	+52°40′	+45°
8	α	$\partial A/\partial z + \cos\alpha\cdot\partial B/\partial z - \sin\alpha\cdot\partial C/\partial z \geqslant 0$	$+180° \geqslant \alpha \geqslant -180°$					$134° \geqslant \alpha \geqslant -180°$	$45° \geqslant \alpha \geqslant 0$	—	—	—
9	y_1	$A + B\cos\alpha - C\sin\alpha$	0,133	0,272	0,415	0,700	0,944	1,143	1,000	—	—	—
10	y_2	$A + B\cos\alpha + C\sin\alpha$	0,132	0,258	0,374	0,559	0,684	0,766	1,000	—	—	—
						K = 2,5						
11	A	$[z(z^2+k)(1+k)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	0,139	0,272	0,394	0,592	0,730	0,845	0,904	0,888	0,845	0,792
12	B	$[z(z^2-k)(k-1)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	−0,059	−0,113	−0,157	−0,208	−0,210	−0,155	−0,020	0,088	0,155	0,192
13	C	$[z^2(k^2-1)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	0,008	0,032	0,068	0,162	0,256	0,362	0,428	0,410	0,362	0,310
14	$\partial A/\partial z$	$-\{(1+k)(z^2-k)[z^4-(k^2-4k+1)z^2+k^2]\}/$ $/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	1,369	1,282	1,162	0,836	0,547	0,250	0,020	−0,066	−0,100	−0,110
15	$\partial B/\partial z$	$-\{(k-1)(z^2+k)[z^2-(k^2+4k+1)z^2+k^2]\}/$ $/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	−0,572	−0,494	−0,389	−0,125	0,087	0,250	0,257	0,167	0,100	0,050
16	$\partial C/\partial z$	$-[2z(k^2-1)(z^4-k^2)]/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	0,164	0,307	0,413	0,493	0,438	0,262	−0,245	−0,075	−0,105	−0,101
17	α	$\operatorname{tg}\alpha \geqslant -C/B$	−8°	−15°50′	−23°30′	−37°50′	−50°30′	−66°50′	−86°20′	+77°50′	+66°30′	+58°10′
18	α	$\partial A/\partial z + \cos\alpha\cdot\partial B/\partial z - \sin\alpha\cdot\partial C/\partial z \geqslant 0$	$+180° \geqslant \alpha \geqslant -180°$					$87° \geqslant \alpha \geqslant -180°$	$+135° \geqslant \alpha \geqslant -45°$	$92° \geqslant \alpha \geqslant -45°$	$93° \geqslant \alpha \geqslant 0$	—
19	y_1	$A + B\cos\alpha - C\sin\alpha$	0,082	0,172	0,277	0,527	0,793	1,117	1,330	1,240	1,000	—
20	y_2	$A + B\cos\alpha + C\sin\alpha$	0,079	0,154	0,223	0,329	0,399	0,451	0,476	0,660	1,000	—
						K = 3,0						
21	A	$[z(z^2+k)(1+k)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	0,132	0,259	0,374	0,562	0,691	0,789	0,862	0,862	0,837	0,800
22	B	$[z(z^2-k)(k-1]/[z^2+1)(z^2+k^2)]$	−0,066	−0,126	−0,176	−0,238	−0,249	−0,198	−0,062	0,062	0,147	0,200
23	C	$[z^2(k^2-1)]/[(z^2+1)(z^2+k^2)]$	0,009	0,034	0,071	0,173	0,277	0,396	0,492	0,492	0,452	0,400
24	$\partial A/\partial z$	$-\{(1+k)(z^2-k)(z^4-(k^2-4k+1)z^2+k^2]\}/$ $/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	1,303	1,218	1,090	0,788	0,513	0,240	0,042	−0,031	−0,064	−0,080
25	$\partial B/\partial z$	$-\{(k-1)(z^2+k)[z^4-(k^2+4k+1)z^2+k^2]\}/$ $/[(z^2+1)(z^2+k^2)^2]$	−0,638	−0,560	−0,442	−0,174	0,054	0,240	0 278	0,209	0,135	−0,080
26	$\partial C/\partial z$	$-[2z(k^2-1)(z^4-k^2]/[(z^2+1)^2(z^2+k^2)^2]$	0,174	0,326	0,440	0,536	0,491	0,320	0,071	−0,053	−0,098	−0.107
27	α	$\operatorname{tg}\alpha \geqslant -C/B$	−7°40′	−15°10′	−21°50′	−35°40′	−48°	−63°50′	−82°50′	−82°50′	+72°	+63°30′
28	α	$\partial A/\partial z + \cos\alpha\cdot\partial B/\partial z - \sin\alpha\cdot\partial C/\partial z \geqslant 0$	$+180 \geqslant \alpha \geqslant -180°$					$76° \geqslant \alpha \geqslant -180°$	$83° \geqslant \alpha \geqslant -115°$	$96° \geqslant \alpha \geqslant -68°$	$105° \geqslant \alpha \geqslant -32°$	$105° \geqslant \alpha \geqslant -0°$
29	y_1	$A + B\cos\alpha - C\sin\alpha$	0,068	0,146	0,237	0,470	0,710	1,057	1,342	1,341	1,202	1,000
30	y_2	$A + B\cos\alpha + C\sin\alpha$	0,066	0,128	0,185	0,268	0,318	0,345	0,365	0,428	0,722	1,000

în unități relative de cuplu, pentru extremele domeniului de stabilitate determinate prin variabilele z și α (fig. 10).

Stabilirea domeniului de stabilitate al AECS (cu mașini de inducție), pe calea indicată, arată următoarele :

a) Arborele este stabil fie în regiunea vitezelor subsincrone, fie în regiunea vitezelor suprasincrone. Trecerea arborelui electric, în funcționare stabilă, din regimul vitezelor subsincrone în regimul vitezelor suprasincrone prin punctul de sincronism 0 ($s = 0$, $\alpha = 0$ sau $y_1 = 0$, $y_2 = 0$, respectiv figura 9 și figura 10), punct de stabilitate labilă, poate conduce în cele mai multe dintre cazuri la pierderea stabilității de funcționare a arborelui. De exemplu, la coborîrea unei stavile segment, antrenată cu mecanism cu melc care nu este sau nu a fost bine calculat pentru a fi autofrînant, la primul moment după alimentarea statoarelor motoarelor asincrone acestea dezvoltă cupluri pentru învingerea inerției mecanismelor (funcționarea mașinilor în motor, $s > 0$), după care, de la o anumită viteză de deplasare a stavilei, aceasta antrenează mașinile care trec în regim de funcționare de generator asincron ($s < 0$). Trecerea mașinilor asincrone, constituite în arbore electric, din regimul vitezelor subsincrone în cel al vitezelor suprasincrone (sau invers), poate constitui o cauză de pierdere a stabilității de funcționare a arborelui electric arătat.

b) Domeniul de stabilitate al arborelui este cu atît mai întins cu cît mărimea K este mai mare, adică cu cît rezistența R' montată în derivație pe legătura dintre rotoarele mașinilor este mai mare. Tendința de a mări cît mai mult pe K este limitată de faptul că aceasta atrage

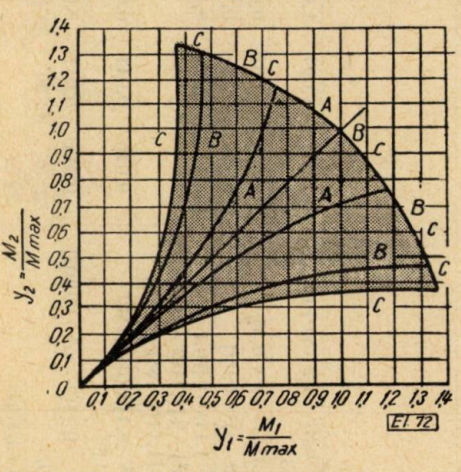


Fig. 10. Domeniul de stabilitate al AECS, în coordonate (y_1, y_2) :

domeniu de stabilitate ; ——— limita domeniului de stabilitate, A pentru $K = 1,5$, B pentru $K = 2,5$, C pentru $K = 3,0$.

o funcționare a motoarelor cu alunecări cît mai mari, conducînd la încălziri mari ale rotoarelor chiar în cazul unor mașini special construite în acest scop. Din experiență se pare că adoptarea unei valori $K = 2,5-3,5$ duce la un domeniu de stabilitate suficient de întins pentru cazurile practice.

c) Mașinile trebuie astfel alese încît la funcționarea normală a arborelui electric acestea să fie cît mai bine încărcate (cel puțin 50 % din cuplul maxim). Într-adevăr, din diagramele din figura 10 se observă că în regiunea cuplurilor relative mici, deci și a alunecărilor relative mici, domeniul de stabilitate se micșorează și funcționarea devine riscantă prin faptul că admite diferențe între cuplurile y_1 și y_2 din ce în ce mai mici.

Nu este de dorit nici funcționarea normală cu mașinile încărcate aproape de cuplul maxim, deoarece o variație bruscă a cuplului unei mașini poate arunca arborele în afara domeniului său stabil de funcționare.

Alegerea mașinilor va trebui deci astfel făcută încît în regim normal să avem :

$$\left.\begin{aligned} M_{1r} &= (0,5-0,8)\, M_{max}\,; \\ M_{2r} &= (0,5-0,8)\, M_{max}\,, \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

în care :

M_{1r}, M_{2r} sînt cuplurile rezistente medii, respectiv la arborii mecanici A_1 și A_2 ;

M_{max} — cuplul maxim dezvoltat de fiecare dintre motoarele identice m_1 și m_2.

3.2. *Arborele AEC*

Stabilitatea arborelui electric de compensare, cu motoare de acționare identice și cu motoare de compensare de asemenea identice, s-a studiat pentru diverse valori ale parametrului $\beta = \frac{M_{Me}}{M_{Ma}}$ (anexa, 1.2.), valori care intervin de obicei în practica de proiectare și în ipoteza arbitrară, dar și ușor realizabilă (29).

Pentru alunecarea critică s_c a tuturor celor patru motoare ale arborelui electric s-a ales valoarea 0,3, uzuală la construcția acestor motoare.

Plecînd de la expresiile funcțiilor y_1 și y_2 (31) s-au determinat expresiile coeficienților A, B și C și apoi s-au calculat valorile acestora pentru $s_c = 0,3$ și pentru diverse valori ale alunecării s și parametrului β (tabela 2).

În vederea utilizării acelorași criterii de stabilitate (6) s-au calculat și pentru acest arbore electric mărimile $\partial A/\partial s$, $\partial B/\partial s$ și $\partial C/\partial s$, cum și valorile corespunzătoare ale unghiului α rezultate din criteriile de stabilitate I(II) și III(IV). Valorile respective, cum și formulele după care s-au întocmit calculele sînt date în tabela 2.

Stabilirea domeniului de stabilitate al acestui arbore electric s-a făcut direct, pe cale analitică, fără a mai construi diagramele în coordonate (α, s), de felul celor prezentate demonstrativ în figura 9. Într-adevăr, pentru practică sînt utile diagramele în coordonate (y_1, y_2) de

Tabela 2

Arbore electric de compensare AEC. Valori utilizate pentru stabilirea domeniului de stabilitate

Nr.	Mărimea	Formula	Valori ale parametrului s														
			−0,30	−0,29	−0,25	−0,20	−0,15	−0,10	−0,05	0	+0,05	+0,10	+0,15	+0,20	+0,25	+0,29	+0,30
		$\beta = 1{,}0$															
1	A	$[2s/3{,}33\,s^2+0{,}3]-\beta(2-s)/[3{,}33(2-s)^2+0{,}3]$	−1,128	−1,129	−1,115	−1,057	−0,937	−0,740	−0,468	−0,147	0,174	0,446	0,642	0,761	0,817	0,830	0,829
2	B	$[2-s]\beta/[3{,}33(2-s)^2+0{,}3]$	0,128	0,129	0,131	0,134	0,137	0,140	0,143	0,147	0,150	0,154	0,158	0,162	0,167	0,170	0,171
3	C	$[2-s]^2\beta/[(2-s)^2+0{,}09]$	0,983	0,983	0,983	0,982	0,981	0,980	0,979	0,978	0,977	0,976	0,974	0,973	0,972	0,970	0,970
4	$\partial A/\partial s$	$[0{,}666(0{,}1-1{,}11s^2)]/[(0{,}1+1{,}11s^2)^2]-\beta[1{,}11(2-s)^2-0{,}1]/\{3[1{,}11(2-s^2)+0{,}1]^2\}$	−0,054	0,064	0,655	1,717	3,147	4,766	6,067	6,597	6,060	4,721	3,128	1,691	0,621	0,025	−0,095
5	$\partial B/\partial s$	$[1{,}11(2-s)^2-0{,}1]\beta/\{3[1{,}11(2-s)^2+0{,}1]^2\}$	0,054	0,054	0,056	0,059	0,061	0,064	0,067	0,070	0,074	0,077	0,081	0,085	0,090	0,094	0,095
6	$\partial C/\partial s$	$-\beta[0{,}18(2-s)]/\{[(2-s)^2+0{,}09]^2\}$	−0,014	−0,015	−0,015	−0,016	−0,017	−0,019	−0,020	−0,022	−0,023	−0,025	−0,027	−0,029	−0,032	−0,034	−0,035
7	α	$\operatorname{tg}\alpha \geqslant -C/B$	82°30′	82°30′	82°18′	82°10′	82°	81°50′	81°40,	81°30′	81°10′	81°	80°45′	80°10′	80°15′	80°	80°
8	α	$\partial A/\partial s+\cos\alpha.\partial B/\partial s-\sin\alpha.\partial C/\partial s\geqslant 0$	30° $>\alpha>$ 0°	+180° $\geqslant\alpha\geqslant$ −180°												126° $>\alpha>$ −83°	39° $>\alpha>$ 0°
9	y_1	$A+B\cos\alpha-C\sin\alpha$		−2,087	−2,071	−2,012	−1,890	−1,690	−1,416	−1,092	−0,768	−0,494	−0,294	−0,172	−0,112	−0,096	
10	y_2	$A+B\cos\alpha+C\sin\alpha$		−0,138	−0,124	−0,067	0,053	0,250	0,522	0,842	1,162	1,434	1,629	1,747	1,803	1,815	
		$\beta = 0{,}75$															
11	A	$[2s/3{,}33\,s^2+0{,}3]-\beta(2-s)/[3{,}33(2-s)^2+0{,}3]$	−1,097	−1,097	−1,082	−1,024	−0,903	−0,705	−0,432	−0,110	0,212	0,484	0,682	0,802	0,859	0,872	0,872
12	B	$[2-s]\beta/[3{,}33(2-s)^2+0{,}3]$	0,096	0,097	0,098	0,101	0,103	0,105	0,108	0,110	0,113	0,116	0,119	0,122	0,125	0,128	0,129
13	C	$[2-s]^2\beta/[(2-s)^2+0{,}09]$	0,737	0,737	0,737	0,736	0,736	0,735	0,734	0,734	0,733	0,732	0,731	0,730	0,729	0,728	0,727
14	$\partial A/\partial s$	$[0{,}666(0{,}1-1{,}11s^2)]/[(0{,}1+1{,}11s^2)^2]-\beta[1{,}11(2-s)^2-0{,}1]/\{3[1{,}11(2-s^2)+0{,}1]^2\}$	−0,040	0,078	0,669	1,732	3,163	4,750	6,083	6,614	6,078	4,740	3,148	1,712	0,643	0,048	−0,071
15	$\partial B/\partial s$	$[1{,}11(2-s)^2-0{,}1]\beta/\{3[1{,}11(2-s)^2+0{,}1]^2\}$	0,040	0,041	0,042	0,044	0,046	0,048	0,050	0,052	0,055	0,060	0,061	0,064	0,067	0,070	0,071
16	$\partial C/\partial s$	$-\beta[0{,}18(2-s)]/\{[(2-s)^2+0{,}09]^2\}$	−0,011	−0,011	−0,012	−0,012	−0,013	−0,014	−0,015	−0,016	−0,017	−0,018	−0,020	−0,022	−0,024	−0,025	−0,026
17	α	$\operatorname{tg}\alpha \geqslant -C/B$	82°30′	82°30′	82°18′	82°10′	82°	81°50′	81°40,	81°30′	81°10′	81°	80°45	80°30′	80°15′	80°	80°
18	α	$\partial A/\partial s+\cos\alpha.\partial B/\partial s-\sin\alpha.\partial C/\partial s\geqslant 0$	29° $>\alpha>$ 0°	+180° $\geqslant\alpha\geqslant$ −180°												150° $>\alpha>$ −110°	40° $>\alpha>$ 0°
19	y_1	$A+B\cos\alpha-C\sin\alpha$		−1,815	−1,780	−1,740	−1,617	−1,418	−1,142	−0,819	−0,495	−0,221	−0,022	0,102	0,162	0,178	
20	y_2	$A+B\cos\alpha+C\sin\alpha$		−0,353	−0,339	−0,281	−0,160	0,037	0,310	0,631	0,953	1,225	1,421	1,541	1,598	1,611	

Tabela 2 (continuare)

$\beta = 0{,}5$

Nr.	Mărimea	Formula	Valori ale parametrului s													
			−0,30	−0,29	−0,25	−0,20	−0,15	−0,10	−0,05	0	+0,05	+0,10	+0,15	±0,20	±0,25	+0,29	+0,30
21	A	$[2s/3{,}33s^2+0{,}3]-\beta(2-s)/[3{,}33(2-s)^2+0{,}3]$	−1,064	−1,064	−1,050	−0,990	−0,869	−0,670	−0,396	−0,073	0,249	0,523	0,721	0,842	0,901	0,915	0,914
22	B	$[2-s]\beta/[3{,}33(2-s)^2+0{,}3]$	0,064	0,064	0,066	0,067	0,069	0,070	0,072	0,073	0,075	0,077	0,079	0,081	0,083	0,085	0,086
23	C	$[2-s]^2\beta/[(2-s)^2+0{,}09]$	0,492	0,492	0,491	0,491	0,490	0,490	0,490	0,489	0,489	0,488	0,487	0,487	0,486	0,485	0,485
24	$\partial A/\partial s$	$[0{,}666(0{,}1-1{,}11s^2)]/[(0{,}1+1{,}11s^2)^2]-\beta[1{,}11(2-s)^2-0{,}1]/\{3[1{,}11(2-s^2)+0{,}1]^2\}$	−0,027	0,091	0,683	1,747	3,178	4,766	6,100	6,632	6,097	4,759	3,168	1,733	0,666	0,072	−0,047
25	$\partial B/\partial s$	$[1{,}11(2-s)^2-0{,}1]\beta/\{3[1{,}11(2-s)^2+0{,}1]^2\}$	0,027	0,027	0,028	0,029	0,031	0,032	0,034	0,035	0,037	0,039	0,041	0,043	0,045	0,047	0,047
26	$\partial C/\partial s$	$-\beta[0{,}18(2-s)]/\{[(2-s)^2+0{,}09]^2\}$	−0,007	−0,007	−0,008	−0,008	−0,009	−0,009	−0,010	−0,011	−0,012	−0,013	−0,014	−0,015	−0,016	−0,017	−0,017
27	α	$\operatorname{tg}\alpha \geqslant -C/B$	82°30′	82°30′	82°18′	82°10′	82°	81°50′	81°40′	81°30′	81°10′	81°	80°45′	80°30′	80°15′	80°	80°
28	α	$\partial A/\partial s+\cos\alpha.\partial B/\partial s-\sin\alpha.\partial C/\partial s\geqslant 0$	29°>α>0°	$+180° \geqslant \alpha \geqslant -180°$													40°>α>0°
29	y_1	$A+B\cos\alpha-C\sin\alpha$	−1,540	−1,540	−1,527	−1,467	−1,345	−1,145	−0,870	−0,546	−0,222	0,053	0,253	0,376	0,436	0,457	
30	y_2	$A+B\cos\alpha+C\sin\alpha$	−0,566	−0,566	−0,554	−0,495	−0,374	−0,175	0,099	0,421	0,743	1,017	1,215	1,335	1,394	1,399	

felul celor construite în figura 10, la arborele electric de compensare simplificat.

Pentru aceasta s-au determinat expresiile derivatelor parțiale $\partial A/\partial s$, $\partial B/\partial s$ și $\partial C/\partial s$ și apoi valorile acestora pentru diverși s și β (tabela 2), derivate ale căror valori urmează să fie utilizate în cadrul condițiilor de stabilitate (6).

Aplicarea condițiilor de stabilitate III și IV din relațiile (6), constînd în rezolvarea inegalităților în care intervin derivatele parțiale din tabela 2, au dus la concluzia că acest arbore electric este stabil în domeniul alunecărilor $0{,}3 \geqslant s \geqslant -0{,}3$*, în afara acestui interval soluțiile inegalităților :

$$\frac{\partial y_1}{\partial s} = \frac{\partial A}{\partial s} + \frac{\partial B}{\partial s}\cos\alpha - \frac{\partial C}{\partial s}\sin\alpha \geqslant 0 \text{ (criteriul III)} \quad (7a)$$

$$\frac{\partial y_2}{\partial s} = \frac{\partial A}{\partial s} + \frac{\partial B}{\partial s}\cos\alpha + \frac{\partial C}{\partial s}\sin\alpha \geqslant 0 \text{ (criteriul IV)}$$

fiind imposibile.

În domeniul $0{,}3 \geqslant s \geqslant -0{,}3$ s-au calculat soluțiile pentru unghiul α rezultînd din inegalitățile :

$$\frac{\partial y_1}{\partial_\alpha} = -B\sin\alpha - C\cos\alpha \leqslant 0 \text{ (criteriul I)} \quad (7b)$$

$$\frac{\partial y_2}{\partial_\alpha} = -B\sin\alpha + C\cos\alpha \geqslant 0 \text{ (criteriul II)},$$

care, puse respectiv, sub forma :

$$\operatorname{tg}\alpha \geqslant -\frac{C}{B},$$

$$\operatorname{tg}\alpha \geqslant +\frac{C}{B}$$

au dus la soluțiile date în tabela 2.

Pentru aceste valori ale unghiului α, pentru care s-au calculat valorile mărimilor A, B și C,

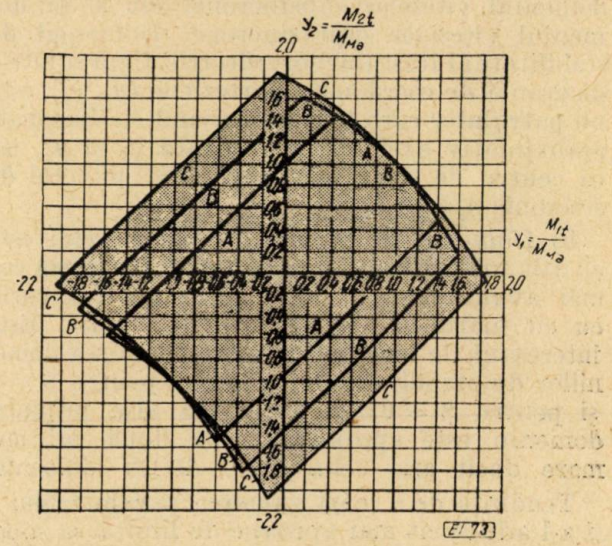


Fig. 11. Domeniul de stabilitate al AEC, în coordonate (y_1, y_2) :
■ domeniu de stabilitate; —— limita domeniului de stabilitate *A*, pentru $K = 1{,}5$, *B* pentru $K = 2{,}5$, *C* pentru $K = 3{,}0$.

* Remarcăm că aceste condiții sînt riguroase pentru $\alpha = 0$ și aproximative pentru $\alpha \neq 0$.

se determină și valorile cuplurilor relative totale y_1 și y_2 cu ajutorul relațiilor (31). Valorile perechi y_1 și y_2, indicate în tabela 2, s-au reprezentat în diagrame de coordonate (y_1, y_2) în figura 11, închizînd fiecare din ele un domeniu stabil de funcționare a arborelui electric de compensare.

Făcîndu-se și notațiile următoare (anexa 1.2.) :

M_{Ma} — cuplul maxim dezvoltat de motoarele de acționare ale arborelui electric (AEC);

M_{Me} — cuplul maxim dezvoltat de motoarele de egalizare ale arborelui electric AEC;

M_1, M_2 — cuplurile instantanee ale motoarelor de inducție m_1 și m_2;

M_{1a}, M_{2a} — cuplurile instantanee ale motoarelor de inducție cu rotorul în scurtcircuit m_{1a} și m_{2a}, montate ca motoare de acționare;

M_{1e}, M_{2e} — cuplurile instantanee ale motoarelor de inducție cu rotorul bobinat m_{1e} și m_{2e}, montate ca motoare de compensare;

$\beta = \frac{M_{Me}}{M_{Ma}}$ — parametru introdus în calcule;

M_{1r}, M_{2r} — cuplurile rezistente medii, respectiv la arborii mecanici A_1 și A_2,

stabilirea domeniului de stabilitate al AEC (cu mașini de inducție), pe calea indicată, arată următoarele :

a) Dacă se definește, prin analogie cu arborele electric de compensare simplificat, ca regim sincron de funcționare regimul pentru care $s=0$, arborele de compensare este stabil atît în domeniul vitezelor subsincrone, cît și în domeniul vitezelor suprasincrone. Domeniul de stabilitate al acestui arbore electric, figurat într-o diagramă de coordonate carteziene (y_1, y_2), este un patrulater curb (fig. 11), avînd ca diagonale aproximativ axele de coordonate y_1 și y_2, iar ca centru de simetrie aproximativ punctul de sincronism $s=0$ $(y_1 = 0, y_2 = 0)$.

b) Domeniul de stabilitate al arborelui este cu atît mai întins și mai apropiat de forma cea mai avantajoasă a domeniului (pătrat curb) cu cît mărimea $\beta \leqslant 1{,}0$ este mai mare. Este interesant de remarcat că planimetrarea domeniilor de stabilitate ale arborelui pentru $\beta = 1$ și pentru $\beta = 0{,}5$ a arătat că aria primului domeniu este aproximativ de două ori mai mare decît aria celui de-al doilea domeniu.

Tendința de a mări valoarea parametrului β și a-l aduce cît mai aproape de limita sa superioară ($\beta = 1{,}0$), pentru a crea avantajele de funcționare stabilă într-un domeniu cît mai întins, trebuie judicios controlată și sub aspectul economic (dacă pentru importanța și mărimea instalației acest lucru prezintă interes), deoarece creșterea lui β duce și la creșterea cheltuielilor de investiții și de exploatare a instalației ca urmare a creșterii puterii nominale a motoarelor de egalizare m_{1a} și m_{2a}.

c) Pentru a beneficia cît mai mult de avantajul domeniului întins al acestui arbore electric trebuie să alegem funcționarea în regim normal într-un punct situat cît mai aproape de originea axelor de coordonate (y_1, y_2), adică într-un punct în care există valori pentru y_1 și y_2 relativ mici. Acest deziderat duce însă la creșterea puterii motoarelor, deci la scumpirea instalației.

d) Arborele poate trece, la funcționarea în interiorul domeniului său de stabilitate, în condiții sigure :

— din domeniul vitezelor subsincrone în domeniul vitezelor suprasincrone și invers;

— din domeniul cuplurilor y_1 și y_2 egale și de același semn în domeniul cuplurilor y_1 și y_2 opuse ca semn, domeniu în care cuplurile totale să fie unul rezistent și celălalt, motor.

e) Montarea și funcționarea motoarelor de egalizare în contracurent duc, după cum se cunoaște, la încălziri ale fierului rotoric mult peste limitele admise (din cauza frecvenței în jurul a 100 Hz a curenților rotorici, în cazul rețelelor de frecvență nominală 50 Hz), cum și la tensiuni mari între fazele rotorului bobinat al motoarelor (în special la pornirea arborelui, cînd se execută sincronizarea inițială a motoarelor de egalizare prin alimentarea numai a două faze). Din aceste motive, în cele mai multe dintre cazuri, se impune construcția unor motoare de egalizare speciale, care să corespundă acestor condiții.

f) S-ar părea că condiția arătată la punctul b ($\beta = M_{Me}/M_{Ma}$ cît mai mare, dar nu peste valoarea 1,0) este aparent contradictorie condiției arătate la punctul c (M_1/M_{Ma} sau M_2/M_{Ma} cît mai mic).

În realitate se procedează după cum urmează :

— pentru o anumită instalație de arbore electric de compensare se alege inițial parametrul β funcție de performanțele și de siguranța cerută în funcționare;

— se determină domeniul de stabilitate în coordonate (y_1, y_2) în mărimi relative, după procedeul arătat;

— se fixează în interiorul domeniului de stabilitate punctul de funcționare P_n, în regim normal de lucru (pentru care avem $y_1 = y_2$ și $M_{1e} = M_{2e} = 0$), punct evident situat pe una dintre bisectoarele axelor de coordonate (y_1Oy_2), în așa fel încît, ducînd cercul de rază OP_n, să avem rezerva de stabilitate cerută din orice punct al cercului pînă la marginea domeniului de stabilitate predeterminat;

— fiind cunoscute valorile cuplurilor rezistente M_{1r} și M_{2r} pe cei doi arbori mecanici A_1 și A_2, și considerînd arborele electric în

regim normal de lucru ($M_{1r} = M_{2r}$, așa cum s-a arătat), conform relațiilor (21), se poate scrie :

$$\left.\begin{aligned} M_1 &= M_{1a} + M_{1e} = M_{1r} \\ M_2 &= M_{2a} + M_{2e} = M_{2r} \end{aligned}\right\} \quad (8)$$

în baza egalității cuplurilor rezistente cu cele motoare, pe fiecare dintre arborii mecanici.

Deoarece în regim normal de lucru $M_{1e} = M_{2e} = 0$, evident, vom avea în acest regim și :

$$\left.\begin{aligned} M_1 &= M_{1a} = M_{1r} \\ M_2 &= M_{2a} = M_{2r} \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

și, împărțind membru cu membru, cu M_{Ma} și considerînd în regim normal de lucru $M_{1r} = M_{2r}$, va rezulta :

$$y_1 = y_2 = \frac{M_1}{M_{Ma}} = \frac{M_2}{M_{Ma}} = \frac{M_{1r}}{M_{Ma}} = \frac{M_{2r}}{M_{Ma}}; \quad (10)$$

— motoarele de acționare sînt determinate prin cuplul lor maxim :

$$M_{Ma} = \frac{M_{1r}}{y_1} = \frac{M_{2r}}{y_2}; \quad (11)$$

— motoarele de egalizare se determină, de asemenea, prin cuplul lor maxim :

$$M_{Me} = \beta \cdot M_{Ma}. \quad (12)$$

4. Concluzii

Rezultatele cele mai importante din punctul de vedere practic al tratării stabilității arborilor electrici de compensare, cu motoare de inducție, prin metoda indicată în acest articol, rezultă din rapida posibilitate de a dimensiona motoarele acestor arbori electrici pentru ca, într-un regim de funcționare cunoscut, să avem un domeniu și o rezervă de stabilitate mai mare sau mai mică. Reprezentarea grafică a domeniilor de stabilitate ale arborilor electrici studiați, pentru diverse valori ale parametrilor caracteristici, acoperind toate cazurile reale ce ar putea apărea la proiectarea unor instalații de acest fel, oferă avantajul departajării calitative imediate a mai multor soluții ce se iau în considerare în perioada de stabilire a soluțiilor optime de acționare electrică a unor utilaje sau mecanisme, care urmează să fie prevăzute cu arbori electrici de acest fel. În acest sens trebuie menționate soluțiile adoptate în cadrul Institutului de studii și proiectări energetice din București pentru acționarea stavilelor plane și segment de la barajul C.T.E. Paroșeni cu AECS și a stavilei segment de la barajul U.H.E. Roznov cu AEC, soluții adoptate pe baza materialelor cuprinse în acest articol și verificate, practic, prin buna lor funcționare din anul 1961 și pînă în prezent.

ANEXĂ

Domeniile de stabilitate ale arborilor electrici de compensare (cu motoare de inducție)

1.1. *Arborele AECS. Ecuațiile cuplurilor dezvoltate de motoare*

Se fac următoarele notații :

x_1 este reactanța statorului ;

x_2' — reactanța rotorului (inclusiv jumătate din reactanța conductoarelor de legătură dintre rotoarele motoarelor m_1 și m_2), raportată la stator ;

r_2' — rezistența rotorului (inclusiv jumătate din rezistența conductoarelor de legătură dintre rotoarele motoarelor m_1 și m_2) raportată ;

R' — valoarea rezistențelor, pe fază raportată la stator (montate în stea), în punctul median electric al legăturii electrice dintre rotoarele motoarelor m_1 și m_2 ;

s — alunecarea motorului de inducție ;

s_c — alunecarea critică ;

s_c' — alunecarea critică în montaj de arbore electric (AECS) ;

M_1, M_2 — cuplurile instantanee ale motoarelor de inducție m_1 și m_2 ;

M_{max} — cuplul maxim dezvoltat de fiecare dintre motoarele m_1 și m_2.

Din teoria mașinii de inducție [5] se cunoaște că :

$$s_c = r_2'/(x_1 + x_2'). \quad (13)$$

La montarea celor două motoare în arbore electric avem pentru fiecare motor :

$$s_c' = (r_2' + 2R')/(x_1 + x_2'). \quad (14)$$

Este cunoscut, de asemenea [4], că relațiile care exprimă cuplurile dezvoltate de cele două motoare sînt :

$$\left.\begin{aligned} M_1 &= M_{max}\left[\frac{1-\cos\alpha-\frac{s}{s_c}\sin\alpha}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}} + \frac{1+\cos\alpha+\frac{s}{s_c'}\sin\alpha}{\frac{s}{s_c'}+\frac{s_c'}{s}}\right] \\ M_2 &= M_{max}\left[\frac{1-\cos\alpha+\frac{s}{s_c}\sin\alpha}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}} + \frac{1+\cos\alpha-\frac{s}{s_c'}\sin\alpha}{\frac{s}{s_c'}+\frac{s_c'}{s}}\right] \end{aligned}\right\}. \quad (15)$$

Aceste relații sînt valabile presupunînd că :

— tensiunea de alimentare a motoarelor este constantă și egală cu tensiunea nominală ;

— avem $M_1 > M_2$, în care M_1 este expresia cuplului activ dezvoltat de motorul m_1 ce se află în avans cu unghiul electric α față de motorul m_2 care dezvoltă cuplul activ M_2.

Pentru simplificare se notează :

$$\left.\begin{aligned} z &= s/s_c ; \\ K &= s_c'/s_c ; \\ z/K &= s/s_c' . \end{aligned}\right\} \quad (16)$$

Cu aceste notații expresiile cuplurilor devin :

$$\left.\begin{aligned} M_1 &= M_{max}\left[\frac{1-\cos\alpha-z\sin\alpha}{z+\frac{1}{z}} + \frac{1+\cos\alpha+\frac{z}{K}\sin\alpha}{\frac{z}{K}+\frac{K}{z}}\right] \\ M_2 &= M_{max}\left[\frac{1-\cos\alpha+z\sin\alpha}{z+\frac{1}{z}} + \frac{1+\cos\alpha-\frac{z}{K}\sin\alpha}{\frac{z}{K}+\frac{K}{z}}\right] \end{aligned}\right\}. \quad (17)$$

Se poate ușor demonstra că expresiile din (17) se pot pune sub forma :

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= \frac{M_1}{M_{max}} = A + B\cos\alpha - C\sin\alpha = f_1(\alpha, s) \\ y_2 &= \frac{M_2}{M_{max}} = A + B\cos\alpha + C\sin\alpha = f_2(\alpha, s), \end{aligned}\right\}, \tag{18}$$

unde A, B și C sînt trei funcții de variabilă s, cu expresiile arătate în tabela 1.

Aceste expresii se pretează bine la studiul stabilității arborelui electric pentru α variabil și s constant.

Dacă în expresiile (18) se înlocuiesc coeficienții A, B și C cu funcțiile lor echivalente (tab. 1) și se ordonează apoi după z se găsește :

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= \frac{[K+1+(K-1)\cos\alpha]z^3 - [(K^2-1)\sin\alpha]z^2 + [K(K+1) - K(K-1)\cos\alpha]z}{z^4 + (K^2+1)z^2 + K^2} \\ y_2 &= \frac{[K+1+(K-1)\cos\alpha]z^3 + [(K^2-1)\sin\alpha]z^2 + [K(K+1) - K(K-1)\cos\alpha]z}{z^4 + (K^2+1)z^2 + K^2} \end{aligned}\right\}. \tag{19}$$

Se observă că ecuația care pune în evidență legătura dintre y_1 și y_2 este o funcție de forma :

$$F = f(y_1, y_2, \alpha), \tag{20}$$

cu care se poate studia stabilitatea arborelui electric pentru s variabil și α constant.

1.2. *Arborele AEC. Ecuațiile cuplurilor dezvoltate de motoare*

Se fac următoarele notații (în afara celor menționate la par. 3.2.) :

s este alunecarea motorului de inducție, de acționare ;
s' — alunecarea motorului de inducție, de egalizare (compensare) ;
s_c — alunecarea critică a motorului de inducție ;
s_c' — alunecarea critică a motorului de inducție, în montaj de arbore electric (AECS) ;
s_{ca} — alunecarea critică a motorului de acționare ;
s_{ca}' — alunecarea critică a motorului de acționare, în montaj de arbore electric (AEC) ;
s_{ce} — alunecarea critică a motorului de egalizare (compensare) ;
s_{ce}' — alunecarea critică a motorului de egalizare, în montaj de arbore electric (AEC) ;
M_{1t}, M_{2t} — cuplurile totale dezvoltate de motoare, respectiv pe arborii mecanici A_1 și A_2.

Pentru acest fel de arbore electric avem, evident :

$$\left.\begin{aligned} M_1 &= M_{1a} + M_{1e} \\ M_2 &= M_{2a} + M_{2e} \end{aligned}\right\}. \tag{21}$$

Pentru determinarea expresiilor cuplurilor motoarelor se va ține seamă că :

— arborele A_2 este în mișcare în urma arborelui A_1 cu unghiul electric α și cuplul total M_2 este mai mare decît cuplul total M_1 (fig. 4) ;

— motoarele m_{1a} și m_{2a}, avînd rotorul în scurtcircuit vom avea pentru acestea $s_c = s_c'$ și, conform relațiilor (13) și (14), se poate scrie :

$$K = s_c'/s_c = 1 ; \tag{22}$$

— motoarele de egalizare, pentru mărirea alunecării, sînt conectate în contracurent și deci la încărcarea lor corespunzător alunecării s vor avea alunecarea reală :

$$s' = 2 - s. \tag{23}$$

Pentru un motor de egalizare, determinarea lui s_c' corespunzător relației (14) se face desfăcînd legăturile dintre rotoarele motoarelor m_{1e} și m_{2e}, situație în care $r_2' = R' = \infty$ și deci $s_c' = \infty$, deoarece $x_1 + x_2' \neq 0$. Pentru motoarele de egalizare vom avea :

$$\left.\begin{aligned} s_c'/s' &= K = \infty \\ s'/s_c' &= 0 \end{aligned}\right\}; \tag{24}$$

— tensiunea de alimentare a motoarelor este constantă și egală cu tensiunea nominală.

Expresiile cuplurilor dezvoltate de motoarele de acționare se determină utilizînd relațiile (15), în care facem înlocuirile $s_c = s_{ca}$ și $s_c' = s_{ca}'$. Ținînd seamă apoi de relația (22) avem $s_{ca}' = s_{ca}$ și deci :

$$M_{1a} = M_{2a} = \frac{2M_{Ma}}{\frac{s}{s_{ca}} + \frac{s_{ca}}{s}}. \tag{25}$$

Expresiile cuplurilor dezvoltate de motoarele de egalizare se determină utilizînd aceleași relații (15), în care termenul al doilea din fiecare expresie este nul conform relației (24), adică $s'/s_{ce}' = 0$ și, de asemenea, ținînd seamă de relația (23), adică $s' = 2 - s$:

$$\left.\begin{aligned} M_{1e} &= -M_{Me}\left[\frac{1 - \cos\alpha + \frac{2-s}{s_{ce}}\sin\alpha}{\frac{2-s}{s_{ce}} + \frac{s_{ce}}{2-s}}\right] \\ M_{2e} &= -M_{Me}\left[\frac{1 - \cos\alpha - \frac{2-s}{s_{ce}}\sin\alpha}{\frac{2-s}{s_{ce}} + \frac{s_{ce}}{2-s}}\right] \end{aligned}\right\}. \tag{26}$$

Semnul minus din fața expresiilor acestora pune în evidență faptul că cuplurile dezvoltate de motoarele de egalizare sînt opuse celor dezvoltate de motoarele de acționare.

Expresiile cuplurilor totale pe fiecare arbore se scriu luîndu-se în considerare relațiile (21) :

$$\left.\begin{aligned} M_{1t} &= \frac{2M_{Ma}}{\frac{s}{s_{ca}} + \frac{s_{ca}}{s}} - M_{Me}\left[\frac{1 - \cos\alpha + \frac{2-s}{s_{ce}}\sin\alpha}{\frac{2-s}{s_{ce}} + \frac{s_{ce}}{2-s}}\right] \\ M_{2t} &= \frac{2M_{Ma}}{\frac{s}{s_{ca}} + \frac{s_{ca}}{s}} - M_{Me}\left[\frac{1 - \cos\alpha - \frac{2-s}{s_{ce}}\sin\alpha}{\frac{2-s}{s_{ce}} + \frac{s_{ce}}{2-s}}\right] \end{aligned}\right\}. \tag{27}$$

Pentru a ține seamă, în cazul general, de eventuala diferență a cuplurilor maxime dintre motoarele de acționare și cele de egalizare (în cazul în care se aleg motoare de puteri diferite), notăm cu :

$$\beta = \frac{M_{Me}}{M_{Ma}} \leqslant 1 \tag{28}$$

și dacă se procedează așa ca să avem :

$$s_{ce} \cong s_{ca} = s_c, \tag{29}$$

expresiile cuplurilor totale sînt următoarele :

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= \frac{M_{1t}}{M_{Ma}} = \frac{2}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}} - \frac{1-\cos\alpha+\frac{2-s}{s_c}\sin\alpha}{\frac{2-s}{s_c}+\frac{s_c}{2-s}}\beta \\ y_2 &= \frac{M_{2t}}{M_{Ma}} = \frac{2}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}} - \frac{1-\cos\alpha-\frac{2-s}{s_c}\sin\alpha}{\frac{2-s}{s_c}+\frac{s_c}{2-s}}\beta \end{aligned}\right\} \quad (30)$$

sau sub forma cunoscută :

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= A + B\cos\alpha - C\sin\alpha \\ y_2 &= A + B\cos\alpha + C\sin\alpha \end{aligned}\right\}, \quad (31)$$

unde A, B şi C sînt trei funcţii de variabilă s avînd expresiile arătate în tabela 2.

Bibliografie

[1] *Jala, M. F.* Les arbres électriques en régime statique. In : R.G.E., tom. **64**, nr. 12, 1955, p. 631–647.

[2] *Jordan, H.* Das stationäre Betriebsverhalten und die Bemessung von Arbeitswellen. In : Elektrotechnik und Maschinenbau, tom. **69**, Heft 20, oct 1952, p. 455–458.

[3] *Ries, J.* Étude sur l'axe électrique. In : R.G.E., tom. **62**, nr. 7, iulie 1953, p. 335–358.

[4] *Richter, R.* Elektrische Maschinen. Band IV, 2 Auflage. Basel, Verlag Birkhäuser, 1954.

[5] *Cilikin, M. G.* Obşcii Kurs elektroprivoda, ediţia a 3-a. Moscova, G.E.I., 1960.

Intrat în redacţie la 25.XI.1965

Noi tipuri de materiale stratificate pe bază de ţesături anorganice pentru scopuri electrotehnice

Grigore Nicola, Ecaterina Pârligras şi Mihai Şonfeleanu *

CZ 621.315.614.73

Dezvoltarea în ritm rapid a industriei constructoare de maşini şi, în cadrul acesteia, a industriei electrotehnice impune folosirea unor noi tipuri de materiale electroizolante, care sînt caracterizate prin înaltă rezistenţă termică, prin proprietăţi mecanice şi electrice ridicate în condiţii normale, la temperatură înaltă şi în medii cu mare umiditate.

Materialele stratificate pe bază de ţesătură din fire de azbest şi răşină fenol sau crezolformaldehidică se folosesc la izolarea motoarelor de tracţiune, ca rame izolante între spirele polilor auxiliari sau ca pene.

Aceste materiale sînt cunoscute sub diferite denumiri comerciale, ca de exemplu : texazbest (firma „Micafil A.G.", Elveţia) amiantex (Uzinele „Delle", Franţa) etc.

De asemenea, ca izolaţie între straturi sau ca pene între straturi, se utilizează tot un material stratificat pe bază de ţesătură de sticlă şi o răşină fenol sau crezolformaldehidică, ca atare sau modificată. Aceste produse se comercializează sub denumirea de vetresit, de firma „Micafil A.G." sau silerite, de uzinele „Delle" din Franţa etc.

Materialele stratificate pe bază de răşină fenolformaldehidică şi ţesătură de azbest au rezistenţa termică înaltă datorită faptului că la ardere se formează un strat protector de natură izolantă [2].

Ţinînd seamă de aceste proprietăţi, specialiştii au folosit materiale de acest tip pentru piese solicitate scurt timp (cîteva secunde) la temperaturi de circa 11 000°C [1], [2]. Ca lianţi, în afară de cei arătaţi, se mai folosesc : răşinile epoxidice, epoxidice modificate, siliconice şi siliconice modificate [1], [2].

La obţinerea ţesăturilor de azbest electrotehnice se utilizează o calitate specială de azbest crizotilic, care are un conţinut în Fe_2O_3+FeO de maximum 3%. Compoziţia chimică, proprietăţile fizico-chimice şi termice ale azbestului, precum şi modul de obţinere a ţesăturilor au fost arătate într-o lucrare publicată anterior [3]. Alcalinitatea crescută a azbestului $pH = 8-8{,}5$ nu provoacă dificultăţi în procesul de impregnare cu răşinile fenolformaldehidice.

Pentru obţinerea ţesăturilor de sticlă de tip electrotehnic se foloseşte o sticlă specială caracterizată printr-un conţinut ridicat în bor şi aluminiu şi printr-o alcalinitate scăzută (conţinut în Na_2O sub 1%). Compoziţia chimică a sticlei electrotehnice, proprietăţile acesteia, cum şi procedeul de obţinere a ţesăturii au fost, de asemenea, indicate într-o lucrare anterioară [3].

În general, firele de sticlă se tratează cu o substanţă numită apret, aplicată în scopul protejării firelor pentru a suporta operaţiile de toarcere şi ţesere. Prezenţa apretului influenţează în mod nefavorabil asupra adeziunii răşinii impregnate la firele de sticlă. Îndepărtarea apretului se face, de obicei, prin ardere ori prin spălare cu solvenţi sau cu detergenţi. Prin îndepărtarea apretului se obţine o ţesătură dezancolată cu proprietăţi mecanice slabe şi cu aderenţă relativ scăzută faţă de răşina de impregnare.

Pentru înlăturarea acestui neajuns este necesar să se folosească agenţi de îmbunătăţire a

* Ing. *Gr. Nicola* este cercetător principal la I.C.P.E., iar ing. *E. Pârligras* şi *M. Şonfeleanu* sînt şefi de laborator la acelaşi institut.

Tabela 1

Proprietățile fizico-mecanice și termice comparative ale materialelor stratificate cu suport de țesătură de sticlă sau de azbest și cu rășini epoxidice, fenol sau crezolformaldehidice (realizat în străinătate)

Denumirea caracteristicii	Unități de măsură	Stratificate cu țesătură de sticlă						Stratificate cu țesătură de azbest			
		produse Delle (Franța) [5]		produse Isola Werke (Elveția) [6]		produse Micafil (Elveția) [7]		produse Delle (Franța)	produse Micafil (Elveția) [6]	produse Brown Boveri+ (Elveția) [8]	ASTM D709-54 (S.U.A.)
		silerite	6407 – 6406	vetronit	D-Ae	vetresit	02 – 05				
		crezolformaldehidice	epoxidice	fenolformaldehidice	epoxidic	fenolformaldehidice	epoxidice	amiantex 6503 crezolformaldehidic	texazbest 06 crezolformaldehidic	texazbest crezolformaldehidic	
Greutatea specifică	gf/cm³	1,7	1,7	1,6	1,8	1,6	1,8	–	1,8	1,8	1,7 – 1,8
Rezistența la tracțiune, *L/l*	kgf/cm²	min 1 200 min 800	min 1 500 min 1 500	min 2 000* min 1 000**	min 3 500 min 1 800	1 500 – 2 000 1 500 – 2 000	1 500 – 3 000 –	min 600 –	min 550 –	550 –	700 – 840 –
Rezistența la încovoiere, *L/l*	– „ –	⊥ min 1 500 ∥ min 1 700	⊥ min 2 500 ∥ min 2 500	min 1 700* min 1 100**	min 3 500* min 2 000**	1 500 – 2 000 1 500 – 2 000	2 000 – 3 000 –	min 1000 –	700 – 900 –	1 300 – 1 600 –	700 – 2 450 –
Rezistența la șoc (rezilienta), *L/l*	kgfcm/cm²	⊥ min 35 ∥ min 35	min 50 min 40	min 13* min 13**	min 100* min 40**	60 – 100 40 – 80	120 – 160 –	min 15 –	15 –	35 –	16,5 – 27 –
Rezistența la compresiune, *L/l*	kgf/cm²	⊥ min 3 000 ∥ min 700	⊥ min 2 500 ∥ min 2 500	⊥ 3 000* ∥ 1 600* ⊥ 2 600** ∥ 900**	⊥ 3 000* ∥ 1 400* ⊥ 2 500** ∥ 1 500**	4 000	4 000 – 5 500	⊥ 2 500 ∥ 1 200	2400	2 800	2 100 – 2 800
Rezistența la despicare	kgf	med 250	med 500	260**	500**	120	150 – 170	–	300	–	–
Stabilitatea termică Martens	°C	min 200	–	220	180	150	180	150	180	200	180
Conductibilitatea termică	W/cm°C	$2{,}4 \cdot 10^{-3}$	$2{,}6 \cdot 10^{-3}$	–	–	$3 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	–	–
Coeficientul de dilatare liniară	mm/mm°C	–	–	$15 \cdot 10^{-6}$	$14 \cdot 10^{-6}$	$12 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^{-6}$	$16 \cdot 10^{-6}$	$16 \cdot 10^{-6}$	
Temperatura de funcționare	°C	150	160	–	–	–	–	–	–	< 200	
Absorbția de apă după 24 h	%	0,1 – 0,5	3 mm max 0,3% 10 mm max 0,15%	1,1 – 2	0,1 – 0,4	1 mm 0,5% 4 mm 0,3%	–	5 mm max 2% 10 mm max 1,2%	96 h H_2O 2,5%	–	–
Clasa de izolație după C.E.I.		B	F	B	F	B	F	–	B	–	–

Observații
+ norma Brown Boveri
* mătase de sticlă
** țesătură de sticlă
L = în direcția urzelii
l = în direcția bătelii

Tabela 2

Proprietăţile electrice ale materialelor stratificate cu suport din ţesătură de sticlă sau de azbest şi răşini epoxidice, fenol sau crezolformaldehidice determinate în diferite condiţii

Denumirea caracteristicii	Unităţi de măsură	Stratificate cu ţesătură de sticlă				Produse Micafil		Stratificate cu ţesătură de azbest		
		produse Delle (Franţa) [5]		produse Isola Werke (Elveţia) [6]		produse Micafil [7]		produse Delle (Franţa) [5]	produse Micafil (Elveţia) [6]	produse Brown Boveri+ (Elveţia) [7]
		silerite 6407-6406		vetronit D	vetronit Ae	vetresit 02–05		amiantex 6503	texazbest 06	texazbest
		crezolformal-dehidice	epoxidice	fenolformal-dehidic	epoxidic	fenolformal-dehidic	epoxidic	crezolformal-dehidic	crezolformal-dehidic	crezolformal-dehidic
Rigiditatea dielectrică :	kV/mm									
condiţii normale (aer sau ulei)		A3/90°/H20° min 10	A3°90/H20° min 12	<1 mm, 18 kV 2 mm, 14	<1 mm, 14 kV 2 mm, 10	timp 1 min 11	1 min 26	A3/90/H20° 3,5	A3/90° 4	– –
la temperatura de 90°C		–	–	–	1 mm, 8 2 mm, 4	–	–	–	2,5	4
Rezistivitatea de suprafaţă :	Ω									
condiţii normale		A3/90°/A20° min 10^{10}	A3/90°/A20° min 10^{11}	10^{11}** 10^{10}***	10^{13}** A16/120°/A20° 10^{13}	10^{11} A16/120°/A20° 10^{13}	10^{11} –	–	–	–
după menţinere în apă distilată		D24/20°/A20° min 10^{8}	A24/24/A20° min 10^{12}	80HR/96/A20° 1..* 10^{9}***	80 HR/96/A20° 10^{12}** 10^{9}***	D24/20°/A20° 410^{6}	D24/A20° 10^{7}	– –	– –	– –
Rezistivitatea de volum :	Ω cm									
condiţii normale		A3/90°/A20° min 10^{11}	A3/90°/A20° min 10^{12}	10^{11}** 10^{10}***	10^{12} ** 10^{9}***	–	–	–	–	–
după menţinere în apă distilată		A24/20°/A20° min 10^{9}	D24/20°/A20° min 10^{10}	–	–	–	–	–	–	–
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice :										
la 50 Hz		A3/90°/A20° max 0,03	– –	0,4** 0,5***	0,02** 0,02***	A20° 0,03–0,1 A90° 0,12	A20° 0,03–0,05 A90° 0,1–0,2	– –	A20 0,4 A90 0,8	A20 0,4 A90 0,8
la 10^{6} Hz			A3/90/A20 max 0,015	0,03** 0,04***	0,02** 0,03***	–	–	–	–	
Constanta dielectrică :										
la 50 Hz			A3/90°A20 max 5	A3/90°/A20 med 5	7–8	6–7	A20° 5,2 A90° 6,7	A20 4,5–5 A90 5–7	– –	A20 8–10 A90° 20

Observaţii
+ norma Brown Boveri
* determinări efectuate la 155°C
** mătase de sticlă
*** ţesătură de sticlă

Notaţii
A – determinări în aer
H – determinări în ulei
D – menţinere în apă distilată
HR – umiditate relativă

Exemplu
D24/20°/A20° = menţinere 24 ore în apă distilată la temperatura de 20° şi determinările efectuate în aer la 20°

aderenței, cunoscuți în industrie sub denumirea de „finish". Dintre acești agenți de legătură citățm viniltriclorsilanul, clorometacrilatul de crom și, recent, un produs cu calități superioare aminopropiltrietoxisilanul, cunoscut sub denumirea de „finish A 1100" [4].

Atît țesătura de sticlă, cît și cea de azbest se impregnează cu o rășină fenolformaldehidică sau crezolformaldehidică pe mașini de impregnare, după care se usucă și se presează.

Presarea țesăturilor impregnate se execută la temperatura de 155—160°C și la presiuni specifice de 40—80 kg/cm², obținîndu-se, în acest fel, materialele stratificate, cunoscute sub diferite denumiri comerciale [5], [6], [7]. În tabelele 1 și 2 se prezintă atît proprietățile fizico-mecanice și termice, cît și cele electrice ale diferitelor materiale stratificate cu suport neorganic (țesătură de sticlă și azbest), cum și clasificarea lor în funcție de clasa de izolație sau clasificarea după C.E.I.

În tabela 3 se dau rezultatele încercărilor executate de I.C.P.E. pe materialul stratificat cu suport din țesătură de azbest și rășină crezolformaldehidică texazbest privind proprietățile fizico-mecanice și electrice în condiții normale, la temperatura de 90 și 130°C, cum și la umiditatea relativă de 80%, comparativ cu proprietățile unui produs similar realizat în fază de laborator la I.C.P.E. azbotextolit.

Tabela 3

Proprietățile comparative ale texoazbestului și azbotextolitului

Denumirea caracteristicii	Unități de măsură	Micafil A.G. [3]*	I.C.P.E. [3]
Greutatea specifică	gf/cm³	1,8—1,90	1,8—1,90
Rezistența la tracțiune	kgf/cm²	575	618
Rezistența la compresiune	kgf/cm²	2 800	2 500
Stabilitatea termică Martens	°C	220	200—225
Absorbția de apă	%		
Rigiditatea dielectrică:	kV/mm		
condiții normale		3,05	3,05
la temperatura de 90°C		3,09	3,89
după menținere 96 h la u.r. 80%		2,0	3,03
Rezistivitatea de suprafață:	Ω		
condiții normale		$4.42.10^{12}$	$5,8.10^{13}$
după menținere 96 h la u.r. 80%		$3,03.10^{10}$	$5,1.10^{11}$
Rezistivitatea de volum:	Ω cm		
condiții normale		$1,81.10^{13}$	3.10^{13}
după menținere 96 h la u.r. 80%		$3,03.10^{10}$	$5,1.10^{11}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz:	—		
condiții normale		0,0695	0,0385
la temperatura de 90°C		0,095	0,0350
la temperatura de 130°C		0,100	—
Constanta dielectrică la 50 Hz		10,8	10,5

* Determinări executate la I.C.P.E.

Lucrări experimentale industriale

După cum s-a arătat într-o lucrare publicată anterior, la I.C.P.E. s-au realizat în fază de laborator ambele tipuri de materiale stratificate cu suporturi anorganice: azbotextolitul și sticlotextolitul [3].

Întrucît proprietățile obținute în faza de laborator au fost satisfăcătoare, fiind comparabile cu acelea obținute de firme cunoscute (tabelele 1, 2 și 3), în anul 1965 s-a trecut la reproducerea acelorași materiale pe utilaj industrial.

Pentru elaborarea azbotextolitului s-a folosit țesătura de azbest crizotilic importată din Anglia.

Pentru a se determina modul de comportare a țesăturii de azbest în procesul de fabricație, cum și felul cum variază proprietățile azbotextolitului cu calitatea de țesătură, s-a lucrat cu două tipuri de țesătură, dintre care una mai subțire și mai rară, notată cu T04 și alta mai groasă și mai deasă, notată cu T08.

Caracteristicile țesăturilor de azbest sînt cele din tabela 4.

Tabela 4

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Unități de măsură	T04	T08
Grosimea	STAS 6139-60	mm	0,4±0,05	0,8±0,05
Umiditatea	STAS 6141-40	%	1,1	1,25
Reziduu de calcinare la 800°C	STAS 1220-60	%	85	85
Conținutul în Fe_2O_3	STAS 466-50	%	2,50	3,25
Numărul de fire:	STAS 6140-60	ndm		
pe urzeală	—		70	120
pe bătaie	—		120	120
Sarcina de rupere:	STAS 6143-60	kgf		
pe urzeală	—		7	10
pe bătaie	—		10	15
Sarcina la rupere după menținerea de 24 h la 100°C:	STAS 6143-60	kgf		
pe urzeală	—	—	5	10
pe bătaie	—	—	10	13

Procesul tehnologic de impregnare a țesăturii a fost următorul: lacul de impregnare a țesăturii de azbest s-a preparat din rășină crezoloformaldehidică modificată și dizolvată într-un amestec de alcool etilic și acetonă în proporție de 9/1 părți. În final, conținutul în substanțe nevolatile a fost de 50%. Impregnarea țesăturii de azbest s-a făcut pe o mașină de impregnare orizontală, a cărei temperatură s-a menținut la 130° C cu ajutorului aburului sub presiune. Conținutul în substanțe uscate (încărcarea țesăturii cu rășină) s-a reglat prin depărtarea sau apropierea a două valțuri din baia de impregnare.

Tabela 5

Proprietățile fizico-mecanice și termice ale azbotextolitului și stielotextolitului, realizat în Republica Socialistă România

Denumirea, caracteristici	Metoda de încercare	Unități de măsură	Realizată la I.C.P.E.			
			țesătură de sticlă		țesătură de azbest	
			sticlotextolit N035	sticlotextolit G035	azbotestolit N08	azbotextolit G08
Rezistența la tracțiune, L/l		kgf/cm²	1 500 – 2 300 1 300 – 1 750	1 820 – 2 600 1 400 – 1 700	598 – 1 040 –	915 – 1 300 550 – 1 040
Rezistența la încovoiere, ⊥ L/l	STAS 5874-58	kgf/cm²	1 640 – 2 150 1 665 – 1 850	2 045 – 3 420 1 875 – 3 420	1 824 – 2 000 1 465 – 1 755	1 665 – 2 490 1 216 – 1 707
Rezistența la încovoiere, || L/l	STAS 5874-58	kgf/cm²	–	1 870 –	– –	1 685 – 1 875 1 150 – 1 385
Rezistența la compresiune, ⊥	STAS 5873-58	kgf/cm	> 2 950	3 015	3 100	> 3 130
Rezistența la șoc (rezilienta), ⊥ L/l	STAS 5801-58	kgfcm/cm²	96 – 180 90	95 – 188 90 – 150	35 – 118	47 – 108 30 – 43
Rezistența la șoc (rezilienție), || L/l	STAS 5874-58	kgfcm/cm²	962 90	87,5 80	78,5 –	33 – 81,7 24 – 34
Rezistența la despicare, ||	DVE 0320	kgf	150	277	330 – 350	380 – 460
Stabilitatea termică Martens	STAS 6174-60	°C	225 – 280	275 – 285	235 – 280	275 – 285
Conductibilitatea termică	–	W/cm°C	$3{,}1 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$4{,}5 \cdot 10^{-3}$
Absorbția de apă :	*	%				
după menținere 24 h			0,7 – 0,8	0,5 – 0,7	1,25 – 1,30	1,10 – 1,18
după menținere 30 zile			0,05 – 0,10	0,009 – 0,1	0,15 – 0,25	0,1 – 0,2
Absorbția de benzen :	*	%				
după menținere 24 h			0,25 – 0,30	0,15 – 0,25	0,30 – 0,35	0,25 – 0,27
după menținere 30 zile			0,12 – 0,13	0,10 – 0,12	0,15 – 0,17	0,12 – 0,13

Observații
⊥ = L sau l
|| = L sau l
L = direcția urzelii
l = direcția bătelii
* executate pe bucăți cu dimensiunile de 15 × 15 × 10 mm

Tabela 6

Proprietățile electrice ale azbotextolitului și sticlotextolitului realizate în Republica Socialistă România, încercate la condiții normale, la temperatură și la umiditate

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Unități de măsură	Produse stratificate obținute la I.C.P.E.			
			țesătură de sticlă		țesătură de azbest	
			sticlotextolit N035	sticlotextolit G035	azbotextolit N08	azbotextolit G08
Rigiditatea dielectrică : *	STAS 6275-60	kV/mm				
condiții normale (aer sau ulei)			A20° 6–15 H20° 12–18,5	A20° 7–14,5 H20° 20–58,5	A20° H20 3–5,5	A20° 3,8 H20° 3,5–6
la temperatura de 90°C			– H90° 8,4	A90° 5–9,5 H90° 8–1,5	A90° 3 H90° 6	A90° 3,80 H90° 3–6
la temperatura de 130°C			–	A130° 4–8,5	–	A130° 2,60
Rezistivitatea de suprafață :	STAS 6107-59	Ω				
condiții normale			A20° $1{,}5 \cdot 10^{12} - 3{,}5.10^{13}$	A20° $5.10^{13} - 7{,}10^{14}$	A20° $1{,}8.10^{10} - 1{,}3.10^{12}$	A20° $2{,}4.10^{12} - 25.10^{13}$
după menținere 24 zile la umiditatea relativă de 95±3%			A20° 46.10^{12}	A20° $2{,}7 \cdot 10^{14} - 3{,}4 \cdot 10^{14}$	–	A20° $1{,}2.10^{-9}$
la temperatura de 130°C			–	A130° $6{,}3.10^{13}$	–	A130° $1{,}5.10^{13}$
Rezistivitatea de volum :	STAS 6107-59	Ω cm				
condiții normale			A20° $8.10^{13} - 35.10^{14}$	A20° $2.10^{14} - 3{,}4.10^{15}$	A20° $2{,}8.10^{12}$	A20° $3{,}5.10^{12} - 3{,}5.10^{13}$
după menținere 24 zile la umiditatea relativă de 95±3%			A20° $2{,}8.10^{11} - 2{,}4.10^{13}$	A20° $2{,}5.10^{14}$	–	A20° $8{,}7.10^{8}$
la temperatura de 130°C			–	A130° $6{,}5.10^{13}$	–	A130° $1{,}8.10^{13}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz :	STAS 2740-60	–				
condiții normale			A20° 0,05–0,150	A20° 0,04–0,08	A20° 0,150–0,250	A20° 0,07–0,150
după menținere 24 zile la umiditatea relativă de 95±3%			A20° 0,240	A20° 0,165	–	A20° 0,375
la temperatura de 130°C			–	A130° 0,0185	–	–
Constanta dielectrică la 50 Hz	STAS 2740-60	–	3,5–4,5	2–3,5	10–15	8–10

Observații

A – determinări în aer

H – determinări în ulei

* determinări.efectuate pe produs sub 2,5 mm

Solubilitatea rășinii de pe țesătura de azbest și substanțele volatile s-au reglat în funcție de viteza de trecere a țesăturii impregnate prin cuptorul de uscare al mașinii. Pentru obținerea unei încărcări mai mari decît 50% s-a lucrat cu o viteză minimă la mașină, de 0,5 m/min, iar pentru un conținut mai mic de rășină, cu viteză mai mare.

Pentru îndepărtarea apretului, țesătura rulată pe un dorn metalic s-a introdus în cuptor la temperatura de 350±50°C.

Modul de impregnare a țesăturii de sticlă este identic cu cel al țesăturii de azbest.

Atît țesăturile de azbest, cît și cele de sticlă impregnate s-au tăiat (cu ajutorul unor foarfece mecanice) la lungimea de 940 mm și cu lățimea țesăturii.

Presarea țesăturilor impregnate s-a efectuat la o presă de 1 500 t în următoarele condiții:

— temperatura de presare, 160°C;
— timpul de presare,
la grosimi mai mici de 1 mm, 25 min/mm,
la grosimi mai mari de 1 mm, 15 min/mm;
— presiunea specifică,
inițial (40 min), 25 kgf/cm^2,
final (restul timpului), 50 kgf/cm^2.

După expirarea timpului de presare s-a întrerupt admisia de abur și stratificatele s-au răcit pînă la temperatura de 25—35°C.

După acest procedeu s-au obținut azbotextolitul cu grosimi cuprinse între 0,8 și 15 mm și sticlotextolitul cu grosimi de la 0,35 la 15 mm.

Incercările fizico-mecanice și termice

Proprietățile mecanice ale materialelor stratificate, ca de exemplu rezistența la încovoiere, rezilienta și stabilitatea termică Martens s-au efectuat pe bare cu dimensiunile de 120 ×15 ×10, iar pentru determinarea rezistenței la compresiune a absorbției de apă și de benzen pe prisme cu dimensiunile de 15 ×15 ×10 mm.

Proprietățile fizico-mecanice și termice ale azbotextolitului și ale sticlotextolitului netratate termic (notate cu N) sînt prezentate în tabela 5. Se constată că azbotextolitul are proprietăți superioare acelora impuse în norma Brown Boveri (NB 581 200), chiar fără tratament termic.

De asemenea, sticlotextolitul are, în general, proprietăți superioare sau egale produselor similare realizate în alte țări prezentate în tabela 1.

Pentru a se uniformiza proprietățile electrice, foile și plăcile de azbotextolit și sticlotextolit au fost introduse în cuptor și menținute timp de 8 h/mm la temperatura de 100°C; după aceea s-au efectuat din nou încercările, produsele tratate termic fiind notate cu litera G. Analizînd proprietățile fizico-mecanice și termice pe produsele tratate termic la temperatura de 100°C, prezentate de asemenea în tabela 5, se constată că azbotextolitul are proprietăți superioare produselor din străinătate chiar dacă se utilizează țesătura mai fină T04 cu proprietăți mecanice mai slabe decît țesătura mai deasă T08. Aceasta se explică prin natura rășinii crezolformaldehidice modificată, care conferă produselor proprietăți superioare.

Forța de legătură dintre straturile de țesătură s-a controlat prin determinarea rezistențelor mecanice ale materialelor: paralel cu straturile (notate în tabela 5 prin semnul paralel ||), rezistența la încovoiere (punctul 3), rezistența la șoc (punctul 7) și rezistența la despicare care este încercarea specifică pentru acest scop.

Se menționează că rezultatele încercărilor efectuate în direcția bătăii țesăturilor sînt superioare produselor similare din import (tabela 1).

Nici încercările efectuate paralel cu straturile nu sînt inferioare încercărilor făcute în direcția urzelii (produselor similare din străinătate) (tabela 1).

În privința rezistențelor mecanice, valorile obținute pe sticlotextolitul realizat de I.C.P.E. se situează la nivelul produselor obținute în străinătate cu rășini crezolformaldehidice și epoxidice, avînd uneori proprietăți superioare acelora preparate cu rășină epoxidică (silerite 6406, vetronit Ae și vetronit 05). Prin menținere la temperatura de 100°C rezistența la despicare se îmbunătățește. Astfel, pentru sticlotextolit, rezistența la despicare, determinată pe epruvete, crește de la 150 la 277 kgf, iar stabilitatea termică, de la 225°—235°C la 275—285°C.

Absorbțiile de apă și de benzen, determinate după o lună de menținere în lichidul respectiv, au valori cuprinse între 0,1 și 0,2%, fiind superioare și sub acest aspect produselor similare realizate în străinătate.

Proprietățile electrice, ca: rezistivitatea de suprafață, de volum și tangenta unghiului de pierderi dielectrice și rigiditatea dielectrică sînt prezentate în tabela 6.

Rezistivitatea de suprafață a azbotextolitului și sticlotextolitului în condiții normale, la temperatură ridicată și la umiditate crescută, are valori egale sau superioare produselor similare realizate în alte țări.

Rezistivitatea de volum, chiar pentru sticlotextolit N în condiții normale, cît și după condiționare la umiditate are valori superioare produselor prezentate în tabela 1.

În figura 1 se dă variația rezistivității la suprafață și volum a azbotextolitului G în funcție de timpul de menținere la umiditatea relativă de 95±3%, precum și la temperatura de 130°C.

Menținerea azbotextolitului la temperatura de 130°C nu modifică proprietățile electrice care rămîn, practic, constante, ceea ce dovedește că acest tip de material este rezistent la temperatură.

În figura 2 se prezintă variaţia rezistivităţilor de suprafaţă şi de volum ale sticlotextolitului în funcţie de timpul de menţinere la umiditatea relativă de 95±3%, cum şi la temperatura

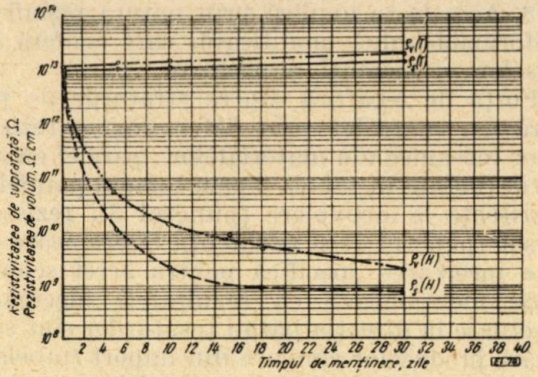


Fig. 1. Variaţia proprietăţilor azbotextolitului în funcţie de timpul de menţinere la umiditatea relativă de 95±3% şi la temperatura de 130°C :

T – temperatura ; H – umiditatea ; ρ_S – rezistivitatea de suprafaţă ; ρ_V – rezistivitatea de volum.

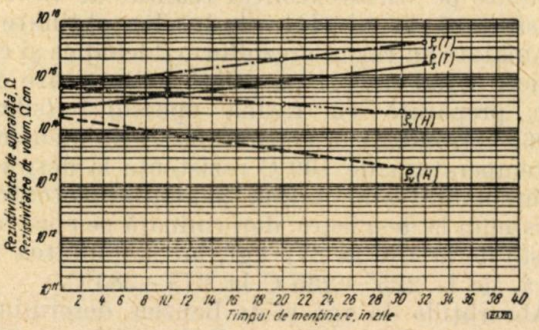


Fig. 2. Variaţia proprietăţilor sticlotextolitului în funcţie de timpul de menţinere la umiditatea relativă de 95±3% şi la temperatura de 130°C :

T – temperatura ; H – umiditatea ; ρ_S – rezistivitatea de suprafaţă ; ρ_V – rezistivitatea de volum.

de 130°C. De aici se vede că sticlotextolitul este mai sensibil faţă de variaţiile de temperatură decît azbotextolitul.

În figura 3 se prezintă variaţia tangentei unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz a azbotextolitului şi sticlotextolitului, în funcţie de timpul de menţinere la umiditatea relativă de 95±3%, ca şi la temperatura de 130°C.

Se constată că valoarea tangentei unghiului de pierderi a azbotextolitului în timpul menţinerii la temperatura de 130°C rămîne, practic, constantă. Din aceeaşi figură se observă că prin menţinerea sticlotextolitului la umiditatea relativă de 95±3%, valoarea tangentei unghiului de pierderi scade foarte puţin în comparaţie cu valoarea ei iniţială.

Privind comparativ cele două produse rezultă că azbotextolitul are proprietăţi termice superioare sticlotextolitului; în schimb, proprietăţile electrice în condiţii normale şi la umiditate ale sticlotextolitului sînt superioare azbotextolitului.

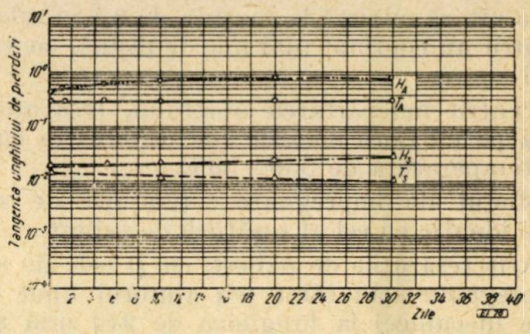


Fig. 3. Variaţia tangentei unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz în funcţie de timpul de menţinere la umiditatea relativă de 95±3% la temperatura de 130°C :

H – umiditatea ; T – temperatura ; A – azbotextolit ; S – sticlotextolit.

Concluzii

În urma încercărilor executate în laborator şi industrial s-au obţinut două materiale stratificate din răşină crezolformaldehidică cu suport din ţesătură de azbest-azbotextolit şi cu suport din ţesătură de fire sticlă sticlotextolit. Aceste produse au caracteristici mecanice şi electrice superioare : azbotextolitul rezistă, în special, la solicitări termice, pe cînd sticlotextolitul rezistă la umiditate ridicată.

Prin tratarea termică a materialelor la 100°C, proprietăţile lor s-au îmbunătăţit considerabil.

Se recomandă ca cele două materiale să fie utilizate în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice, care necesită rezistenţă la umiditate, ori funcţionează în regim termic deosebit ; în acelaşi timp este necesar să se asigure şi înalte proprietăţi electrice şi mecanice.

Bibliografie

[1] *Brenner, W.* High temperature plastics. New York, Ed. Reinhold Publishing Corporation, 1962.
[2] *Duffin, D. J.* Laminated plastics including high pressure typs and reinforced plastics. New York, Ed. Reinhold Publishing Corporation, 1962.
[3] *Nicola, Gr.* şi *Şonfeleanu, M.* Materiale stratificate pe bază de ţesătură de sticlă şi azbest pentru scopuri electrotehnice. In : Materiale plastice 1, nr. 3, 1964, p. 144–147.
[4] *Jösler, M.* Gli effeti dei diversi agente di legame silanici sulle proprieta dei plastici reinforzate con fibra di vetro. In : Materie plastiche ed elastomeri, nr. 5, mai 1963, p. 652–660.
[5] Prospect. Usines Diélectriques Delle, Franţa.
[6] Prospect. Schweizerische Isola Werke Breitenbach, Elveţia.
[7] Prospect. Micafil A.G., Zürich, Elveţia.
[8] Norma Brown Boveri, NB 581 200.

Intrat în redacţie la 6.XI.1965

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Invertoare statice cu tiristoare

Ing. **Emanoil Vărzaru*** — Bucureşti

CZ 621.314.57.025.1 : 621.382.34

Invertoarele — dispozitive statice pentru transformarea curentului continuu în curent alternativ — au fost realizate pentru prima dată între anii 1925—1928, utilizînd tiratroane. Iniţial invertoarele puteau funcţiona numai pe o sarcină rezistivă sau inductivă constantă. În cazul scăderii sarcinii, tensiunea de ieşire creştea foarte mult. Funcţionarea acestui tip de invertoare a fost studiată amănunţit din punct de vedere teoretic [1], [2]. Un progres esenţial a fost realizat în anii 1931—1932, cînd s-a conectat în paralel cu invertorul un redresor, permiţînd în felul acesta ca invertorul să poată prelua o sarcină reactivă, prin schimbul de energie în ambele sensuri, între sursa de curent continuu şi receptoarele de curent alternativ.

Dezvoltarea invertoarelor a căpătat un nou avînt după anul 1957, cînd pentru prima dată au fost produse în serie tiristoarele, dispozitive semiconductoare asemănătoare tiratroanelor, care prezintă o serie de avantaje faţă de tiratroane, în ceea ce priveşte utilizarea lor în schemele invertoarelor.

Tiristoarele sînt dispozitive statice cu patru straturi (fig. 1, *a*). Caracteristica tiristorului, în cazul lipsei semnalului de comandă este indicată în figura 1, *c* (sensul pozitiv al tensiunii şi al curentului este indicat în figura 1, *a*). După cum se vede, în lipsa semnalului de comandă, tiristorul, în domeniul tensiunilor admisibile, blochează trecerea curentului în ambele sensuri.

În cazul aplicării semnalului de comandă, prin închiderea întreruptorului c_1 (fig. 2), tiristorul se deschide permiţînd circulaţia curentului în sens pozitiv. În această situaţie, curentul nu este limitat decît de rezistenţa R. După deschiderea tiristorului, circuitul de comandă poate fi întrerupt (întreruptorul c_1 deschis), tiristorul rămîne în continuare în stare de conducţie. El îşi recapătă caracteristicile iniţiale numai dacă curentul scade sub valoarea curentului de menţinere a conducţiei I_{min} (fig. 1, *c*). Aceasta se obţine în schemele de curent alternativ prin trecerea periodică a curentului prin valoarea zero. În aceste scheme, tiristorul trebuie reaprins la fiecare perioadă. În schemele de curent continuu, în cazul invertoarelor, de exemplu, stingerea tiristorului se realizează prin aplicarea, pentru scurt timp, la bornele acestuia, a unei tensiuni (de exemplu, prin intermediul unui condensator încărcat k_1 ca în figura 2), avînd polaritatea în sens invers faţă de sensul de conducţie a tiristorului. Pentru stingerea sigură a tiristorului, timpul de aplicare a acestei tensiuni trebuie să fie mai mare decît timpul de stingere a tiristorului t_{st}, care este de ordinul a 10—50 μs.

Caracteristicile tiristoarelor, care au făcut ca ele să fie utilizate în schemele invertoarelor, sînt :

— cădere de tensiune în stare de conducţie mică (de aproximativ 1 V, faţă de aproximativ

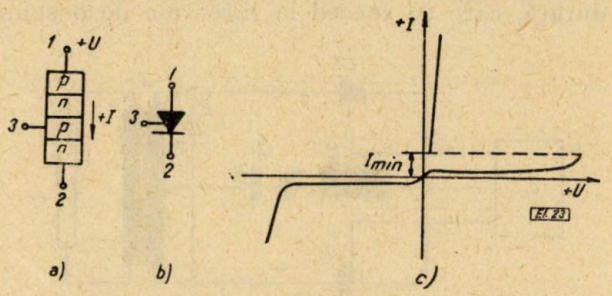


Fig. 1. Tiristorul :
a — structura ; *b* — simbol grafic ; *c* — caracteristica ; *1* — anod ; *2* — catod ; *3* — electrod de comandă.

10 V la tiratroane). De aici rezultă pierderi mici, respectiv un randament ridicat ;

— timp de stingere mic (de aproximativ 10 ori mai mic decît în cazul tiratroanelor). Aceasta permite utilizarea tiristoarelor în scheme de invertoare pînă la o frecvenţă de aproximativ 10 kHz ;

— siguranţă mare în funcţionare, insensibilitate la vibraţii şi şocuri mecanice.

În momentul de faţă, firmele producătoare de tiristoare livrează tiristoare destinate special pentru scheme de invertoare, principala caracteristică a acestora fiind timpul de stingere

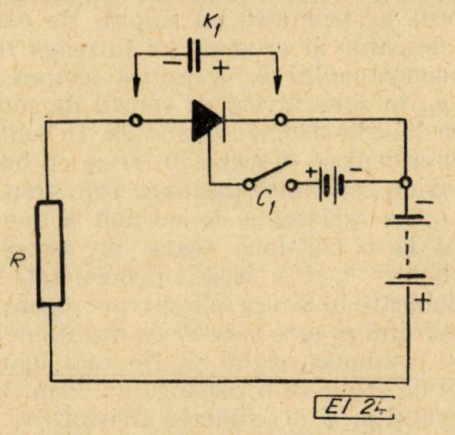


Fig. 2. Aprinderea şi stingerea tiristorului în circuitele de curent continuu :
c_1 — întreruptor ; k_1 — condensator de stingere ; R — rezistenţă de sarcină.

t_{st} mic (aproximativ 15 μs) în comparaţie cu tiristoarele utilizate în schemele de curent alternativ.

* Ing. *E. Vărzaru* este proiectant şef la I.P.A.

În continuare se descrie funcționarea invertoarelor monofazate. Invertoarele trifazate pentru tensiune și frecvență de ieșire constante se pot obține pe baza invertoarelor monofazate.

1. Invertoare pentru sarcini rezistive constante

Primele invertoare apărute în anii 1925—1928 aveau schema din figura 3. Ele puteau alimenta numai sarcini rezistive constante. Funcționarea acestor invertoare are loc în felul următor.

Dispozitivul u_1 comandă pe rînd deschiderea tiristoarelor p_1 și p_2 prin impulsuri de scurtă durată, care se succed la intervale de o semi-

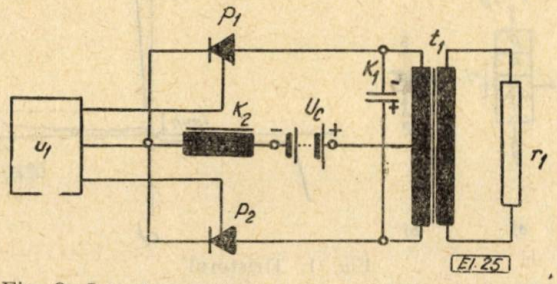


Fig. 3. Invertor pentru sarcini rezistive constante:
K_1 — condensator de comutare; K_2 — bobină de comutare; p_1, p_2 — tiristoare; r_1 — rezistență de sarcină; t_1 — transformator; u_1 — dispozitive de comandă.

perioadă, corespunzător frecvenței tensiunii alternative de la ieșirea invertorului. Să presupunem că la un moment dat tiristorul p_1 primește un impuls de comandă; în acest caz tensiunea U_c a sursei de tensiune continuă se aplică jumătății superioare a înfășurării primare a transformatorului t_1. Datorită rolului de autotransformator pe care îl joacă înfășurarea primară, asupra condensatorului k_1 și tiristorului blocat p_2 se aplică o tensiune egală cu aproximativ $2\ U_c$. Sub efectul acestei tensiuni, condensatorul se încarcă cu polaritățile indicate în figura 3. După trecerea unui interval de timp egal cu o semiperioadă tiristorul p_2 primește un impuls de comandă. El se deschide și în acest fel întreaga tensiune a condensatorului k_1 se aplică asupra tiristorului p_1, în sens invers cu sensul de conducție, ceea ce duce la stingerea acestuia. În continuare, condensatorul se descarcă în serie cu bobina k_2 și sursa de tensiune continuă, prin transformatorul t_1, pe rezistența de sarcină și apoi se reîncarcă la o tensiune egală, de asemenea cu aproximativ $2\ U_c$, însă cu polarități inverse celor indicate în figura 3. Pentru stingerea sigură a tiristorului p_1 este necesar ca durata de descărcare a condensatorului să fie mai mare decît timpul de stingere a tiristorului. Prin stingerea tiristorului p_1 și deschiderea tiristorului p_2, tensiunea continuă U_c se aplică asupra jumătății inferioare a transformatorului t_1.

Datorită prezenței bobinei k_2, descărcarea condensatorului k_1 are un caracter oscilant. După trecerea unei alte semiperioade, fenomenul se repetă astfel încît în secundarul transformatorului t_1 rezultă o tensiune alternativă.

O analiză cantitativă a fenomenelor în regim cvasistaționar se poate face cu ajutorul calculului operațional [8], ținînd seamă de condițiile inițiale reprezentate prin tensiunea pe condensatorul k_1 și curentul prin bobina k_2 în momentul stingerii tiristorului p_1. De asemenea, prin aplicarea transformatei Laplace discrete se poate calcula regimul tranzitoriu care are loc la pornirea invertorului.

Calculele și verificările experimentale arată că forma tensiunii din secundarul transformatorului t_1 depinde de relația dintre R, L și C care reprezintă:

R — valoarea rezistenței de sarcină r_1, raportată la primarul transformatorului t_1;
L — inductanța bobinei k_2;
C — capacitatea condensatorului k_1.

În continuare, pentru simplitatea expresiilor se va nota:

$$T_c = 4\ RC \text{ și } T_L = \frac{L}{R}.$$

Astfel, dacă se notează cu f frecvența tensiunii alternative, în cazul în care

$$f < \frac{1}{6\ T_c}, \tag{1}$$

descărcarea condensatorului este amortizată și forma tensiunii de ieșire este aproximativ dreptunghiulară. În cazul în care:

$$f = \frac{\sqrt{\frac{T_c}{T_l} - \frac{1}{y}}}{2\ T_c \operatorname{arc\,tg}\left[2\sqrt{\frac{T_c}{T_L} - \frac{1}{4}} + \pi\right]}, \tag{2}$$

descărcarea este oscilantă și tensiunea la ieșirea transformatorului t_1, este aproximativ sinusoidală. Pentru satisfacerea relației (2) sînt necesare în general valori relativ mari pentru L și C.

Din descrierea funcționării și din relațiile (1) și (2) rezultă că invertorul, avînd schema din figura 3, nu poate funcționa decît pe o rezistență de sarcină constantă sau avînd numai variații mici în jurul unei valori de referință. Astfel, din relațiile (1) și (2) se poate vedea, de exemplu, că la variații importante ale sarcinii se schimbă forma tensiunii de ieșire, deoarece membrul drept al acestor relații depinde de R.

De asemenea, în descrierea funcționării s-a arătat că condensatorul k_1, după stingerea tiristorului p_1, se descarcă pe rezistența de sarcină în cazul în care această rezistență crește sau în cazul extrem în care invertorul ar rămîne în gol, energia de descărcare a condensatorului se acumulează în bobina k_2, ceea ce teoretic, face ca, după fiecare semiperioadă tensiunea condensatorului să crească cu $2\ U_c$, ajungînd la valori foarte mari. Aceasta face pe de o parte ca valoarea tensiunii la ieșire să fie dependentă de sarcină, crescînd foarte mult la sarcini mici, iar pe de altă parte duce la defectarea elementelor invertorului.

Pentru dimensionarea elementelor invertorului, avînd schema din figura 3, se pot utiliza relaţiile stabilite în [8].

2. Invertor pentru sarcini variabile active sau reactive

O perfecţionare a invertorului din figura 3 este reprezentată în figura 4. Deosebirea dintre cele două scheme constă în diodele n_1 şi n_2, care formează împreună cu transformatorul t_1 un redresor a cărui sarcină este sursa de curent continuu U_c.

Funcţionarea are loc la fel ca în schema precedentă; în acest caz însă energia acumulată în bobina k_2 prin descărcarea condensatorului k_1 este disipată apoi în circuitul format de dioda n_2 şi tiristorul p_2, care formează un circuit de descărcare pentru această bobină. În acest fel, existînd o posibilitate de disipare a energiei de descărcare a condensatorului k_1 chiar în lipsa sarcinii, invertorul poate funcţiona şi în gol. Tensiunea alternativă, care rezultă în secundarul transformatorului t_1, are o formă dreptunghiulară.

Diodele n_1 şi n_2 permit, de asemenea, funcţionarea invertorului pe sarcini reactice inductive sau capacitive. În cazul unor sarcini reactive în curent alternativ are loc un schimb alternativ de energie între sursa de tensiune şi receptoare sub formă de putere reactivă. Acest fenomen se manifestă şi printr-un decalaj dintre tensiune şi curent.

Schimbul de energie între sursa de tensiune continuă şi receptoare este posibil datorită diodelor n_1 şi n_2. În situaţia în care energia circulă de la receptoare la sursă, diodele n_1 şi n_2 formează un redresor care încarcă bateria de acumulatoare, dacă sursa este formată dintr-o astfel de baterie. Pentru ca fenomenul să fie posibil este necesar ca sursa de tensiune continuă să aibă o rezistenţă internă mică pentru componenta de curent alternativ.

În cazul în care această condiţie nu este îndeplinită, de exemplu, cînd sursa este constituită dintr-un redresor, la bornele sursei se conectează un condensator de capacitate mare, care să poată să primească şi să restituie o energie relativ mare.

În cazul unei sarcini inductive, de exemplu, invertorul funcţionează în felul următor.

Să presupunem, ca şi în cazul precedent, că la un moment dat conduce tiristorul p_1. Prin deschiderea tiristorului p_2, tiristorul p_1 este stins; datorită însă sarcinii reactive, sensul curentului în transformatorul t_1 nu se va schimba instantaneu. Din acest motiv, în înfăşurarea primară a transformatorului t_1, în prima parte a semiperioadei, curentul va circula în sensul avut anterior, prin dioda n_2 şi în sens invers, prin sursa de tensiune. O parte din acest curent este întreţinută şi pe seama descărcării condensatorului k_1 prin transformatorul t_1.

După anularea componentei reactive a curentului, componenţa activă va circula prin tiristorul p_2. Este posibil însă ca curentul de descărcare a condensatorului şi apoi curentul de descărcare a bobinei k_2 să nu fie suficient pentru menţinerea în conducţie a tiristorului p_2

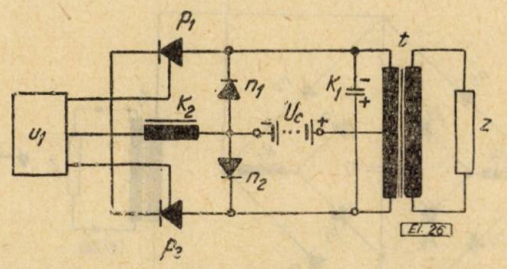


Fig. 4. Invertor pentru sarcini variabile active sau reactive : n_1, n_2 — diode pentru curentul reactiv; z — sarcină.

atît timp cît circulă componenta reactivă a curentului. În acest caz, după anularea componentei reactive, tiristorul p_2 ar trebui reaprins. Faza impulsului de reaprindere ar depinde de caracterul mai mult sau mai puţin inductiv al sarcinii. Pentru a elimina acest neajuns, în cazul necesităţii de a reaprinde tiristoarele în cadrul aceleiaşi semiperioade, se aplică tiristoarelor impulsuri de comandă avînd durata egală cu o semiperioadă.

În cazul unei sarcini capacitive, funcţionarea are loc în felul următor.

Să presupunem, de asemenea, că tiristorul p_1 conduce la un moment dat. Datorită caracterului capacitiv al sarcinii, curentul în înfăşurarea primară a transformatorului va tinde să-şi inverseze sensul înainte de aprinderea tiristorului p_2. În acest caz, componenta reactivă a curentului circulă prin dioda n_1 şi în sens invers, prin sursa de tensiune continuă. Datorită anulării curentului prin tiristorul p_1, acesta se stinge chiar înainte de aprinderea tiristorului p_2. Se observă că în cazul unei sarcini capacitive, condensorul k_1 ar putea să lipsească din schemă, la aprinderea tiristorului p_2, tiristorul p_1 fiind deja stins.

În cazul cînd apar pierderi prea mari în diodele n_1 şi n_2, datorită descărcării bobinei k_2 şi a

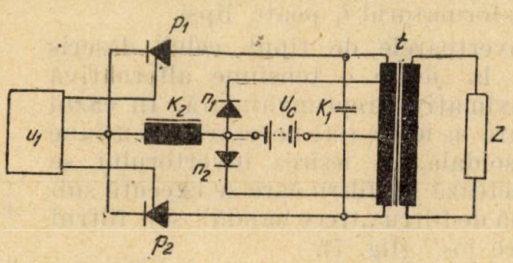


Fig. 5. Montaj pentru reducerea pierderilor în diodele de curent reactiv.

trecerii curentului reactiv, diodele pot fi legate la două prize ale înfăşurării primare a transformatorului t_1, aşa cum este indicat în figura 5.

Prizele se scot la aproximativ 10—15% din totalul numărului de spire ale celor două jumătăți ale înfășurării primare [11]. În acest caz însă tensiunea la ieșirea invertorului diferă puțin de forma dreptunghiulară și are o valoare dependentă de sarcină.

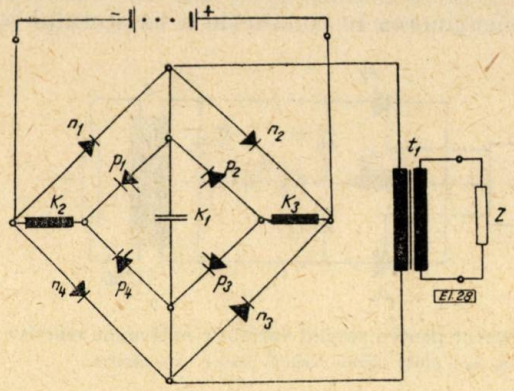


Fig. 6. Schema în punte a invertorului:
K_1 — condensator de stingere; K_2, K_3 — bobine de comutare; n_1, n_2, n_3, n_4 — diode pentru curentul reactiv; p_1, p_2, p_3, p_4 — tiristoare.

În afară de rolul de a permite funcționarea în gol și pe sarcini reactive, diodele n_1 și n_2 au și rolul de a împiedica apariția unor vîrfuri de tensiune pe tiristorul blocat în cazul unor scăderi bruște ale curentului de sarcină. Apariția acestor supratensiuni s-ar datora bobinei k_2 în cazul în care ea nu ar fi șuntată de una din diodele n_1 sau n_2 și de tiristorul care conduce în momentul cînd apare variația de sarcină.

O schemă echivalentă cu cea din figura 4 este indicată în figura 6. Deosebirea constă în aceea că numărul de tiristoare și de diode este dublu. În schimb, transformatorul t_1, nemaifiind cu priză mediană, are dimensiuni mai mici.

În această schemă perechile de tiristoare $p_1 - p_2$ și $p_3 - p_4$ sînt comandate simultan. În cazul în care amplitudinea tensiunii alternative dreptunghiulare de la ieșirea invertorului este egală cu tensiunea continuă de alimentare și nu se cere separarea galvanică a circuitelor, transformatorul t_1 poate lipsi.

Invertoarele de tipul celui descris dau la ieșire o tensiune alternativă aproximativ dreptunghiulară. În cazul în care la ieșire este necesară o tensiune sinusoidală, la ieșirea invertorului se conectează un filtru care se execută sub formă de filtru „trece bandă" sau filtrul „trece jos" (fig. 7).

Pentru a reduce dimensiunile filtrului, în special în cazul unor frecvențe joase, se adoptă măsuri pentru a obține la ieșire o formă de tensiune avînd un conținut de armonici superioare mai mic decît tensiunea de formă dreptunghiulară. Aceasta se obține, de exemplu, prin conectarea în serie a secundarelor transformatoarelor de ieșire a două sau a patru invertoare care sînt comandate de un dispozitiv comun, astfel încît tensiunile lor de ieșire să fie decalate între ele (fig. 8). Cele mai bune rezultate se obțin dacă decalajul dintre tensiuni este de $\frac{\pi}{3}$ în cazul a două invertoare sau de $\frac{\pi}{6}$ între două

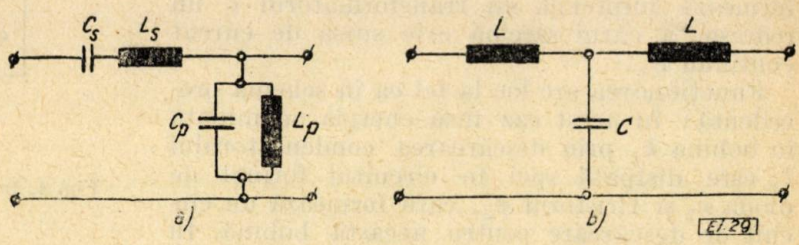


Fig. 7. Filtre pentru obținerea unei tensiuni sinusoidale la ieșirea invertorului:
a — filtru „trece bandă"; b — filtru „trece jos".

invertoare succesive, în cazul a patru invertoare (fig. 9).

Făcînd o comparație din punctul de vedere al conținutului de armonici superioare, în această situație, față de cazul unui singur invertor, rezultă valorile din tabela 1. Datorită simetriei, armonicile de ordin par sînt nule. Se observă că la conectarea în serie a invertoarelor dispar armonica 3 și celelalte armonici de ordin multiplu de 3.

Invertoare de tipul descris se construiesc în momentul de față pentru puteri începînd de la

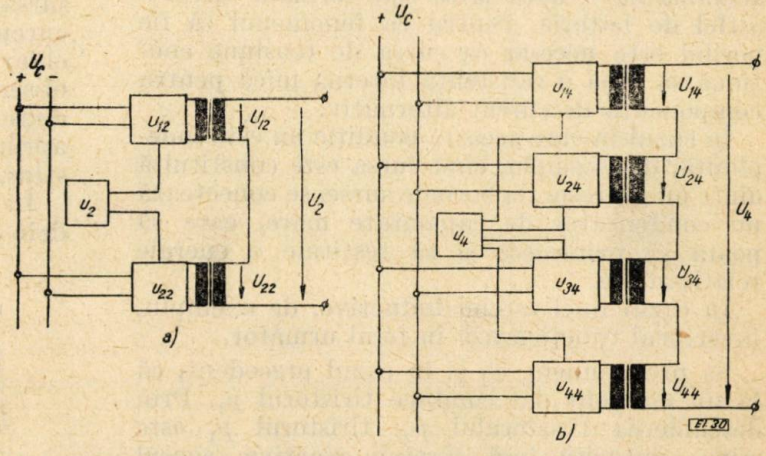


Fig. 8. Conectarea invertoarelor în serie pentru obținerea unor forme de tensiune cu conținut mai redus de armonici:
a — conectarea în serie a două invertoare; b — conectarea în serie a patru invertoare; u_2, u_4 — dispozitive de comandă; u_{12}, u_{22}, u_{14}, u_{24}, u_{34}, u_{44} — invertoare.

cîțiva kVA pînă la 100 kVA. Ținînd seamă și de pierderile în filtru, randamentul are valori variind în funcție de putere între 75 și 90%.

3. Reglarea tensiunii invertoarelor

În ceea ce privește tensiunea alternativă livrată de invertor, în cazul majorității receptoarelor, este suficientă îndeplinirea următoarelor condiții :

a) variațiile tensiunii trebuie să fie cuprinse în limitele de $\pm$ 10%. În cazul receptoarelor

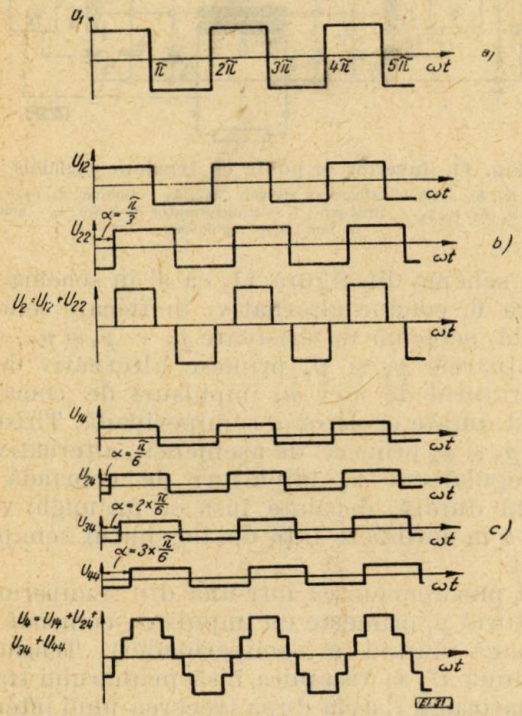


Fig. 9. Formele tensiunii de ieșire la conectarea în serie a invertoarelor :
a — un singur invertor ; *b* — două invertoare în serie ; *c* — patru invertoare în serie.

foarte sensibile la variații la tensiune, aceste limite se reduc la $\pm$ 5% ;

b) frecvența poate să varieze în limitele de $\pm$ 1% ;

c) conținutul de armonici superioare (în cazul conectării la ieșire a unui filtru) trebuie să fie de maximum 10%.

Condițiile de la punctele b și c pot fi ușor îndeplinite. Cu mijloace relativ simple se pot obține dispozitive de comandă care să asigure o valoare constantă a frecvenței [9]. De asemenea, printr-o dimensionare corespunzătoare a filtrului și prin metoda conectării în serie a invertoarelor (fig. 8) se poate obține la ieșire o tensiune sinusoidală cu conținut scăzut de armonici.

În ceea ce privește valoarea tensiunii livrată de invertor, în toate cazurile aceasta este proporțională cu tensiunea continuă de alimentare. În consecință, variațiile tensiunii de alimentare sînt transmise integral la ieșire. În afară de aceasta, datorită căderilor de tensiune în bobina de comutare, tiristoare, transformatorul de ieșire și filtru, chiar în cazul unei tensiuni de alimentare constante, rezultă variații ale tensiunii de ieșire în funcție de variațiile sarcinii.

În consecință, în cazul cînd se cer variații în limite restrînse ale tensiunii de ieșire, fără adaptarea unor măsuri speciale pentru reglarea tensiunii, un invertor avînd schema din figura 4 nu poate fi utilizat decît dacă sursa de alimentare (în general, un redresor sau o baterie de acumulatoare) are o tensiune aproximativ constantă și variațiile de sarcină sînt mici. În cazul cînd aceste condiții nu sînt îndeplinite, se realizează o reglare a tensiunii de ieșire a invertorului.

Pentru reglarea tensiunii invertoarelor există, principial, două posibilități, și anume : se reglează amplitudinea tensiunii continue de alimentare sau se variază, în limitele unei jumătăți de semiperioadă, lățimea impulsului dreptunghiular al tensiunii de ieșire [6].

Reglarea amplitudinii tensiunii continue de alimentare se realizează, de asemenea cu ajutorul unor dispozitive statice. Pentru aceasta, cu ajutorul unui contactor cu tiristoare, la intrarea invertorului se aplică, prin conectarea și deconectarea sursei de tensiune continuă, impulsuri de tensiune de lățime variabilă (fig. 10).

Impulsurile de tensiune sînt transformate în tensiune, practic, continuă cu ajutorul unui filtru compus din bobina k_4 și condensatorul k_2. Dioda n_2 servește, de asemenea, pentru menținerea curentului de alimentare a invertorului

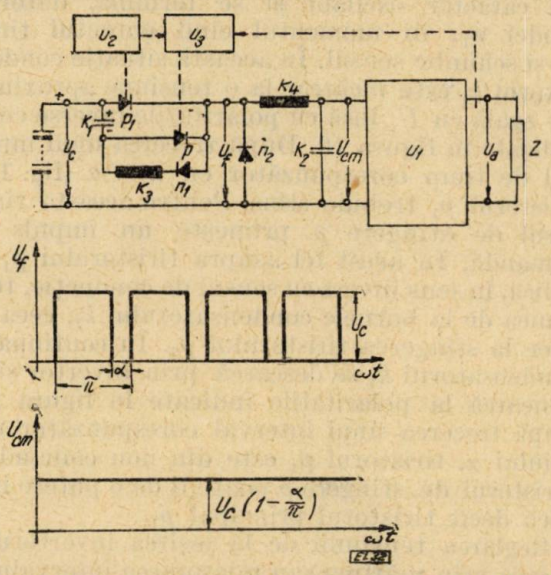


Fig. 10. Reglarea tensiunii de alimentare a invertorului :
k_1 — condensator de stingere ; k_2 — condensatorul filtrului ; k_3 — bobina contactorului static ; k_4 — bobina filtrului ; n_1, n_2 — diode ; p_1 — tiristor principal ; p_2 — tiristor de stingere ; u_1 — invertor ; u_2 — generator de tact ; u_3 — regulator de tensiune.

în perioadele în care sursa de tensiune continuă este deconectată de la invertor prin descărcarea curentului din bobina k_4.

Contactorul static, cu ajutorul căruia se obțin impulsurile de tensiune, se compune din tiristorul principal p_1, din tiristorul de stingere p, din condensatorul k_1, bobina k_3 și dioda n_1. Contactorul funcționează în felul următor.

Tabela 1

Ordinul armonicii	Valoarea procentuală față de armonica fundamentală, %		
	un singur invertor	două invertoare	patru invertoare
1	100	100	100
3	33,3	0	0
5	20	20	0,054
7	14,3	14,3	0,038
9	11,1	0	0
11	9,1	9,1	9,1
13	7,7	7,7	7,7

Să presupunem că la un moment dat generatorul de tact u_2 dă un impuls de comandă tiristorului p. În această situație, condensatorul k_1 se încarcă cu polaritățile indicate în figura 10 prin circuitul format de tiristorul p și invertor (în prealabil, dispozitivul de comandă a invertorului a fost pus în funcțiune).

După încărcarea condensatorului k_1, tiristorul p_2 se stinge prin anularea curentului care trece prin el. După stingerea tiristorului p, poate primi un impuls de comandă tiristorul principal p_1. Prin deschiderea tiristorului p_1, invertorul este alimentat de la sursa de tensiune continuă. În același timp condensatorul k_1 se descarcă pe circuitul format de tiristorul p_1, dioda n_1 și bobina k_3. Datorită bobinei k_3, descărcarea are un caracter oscilant și se termină, datorită diodei n_1, în momentul cînd curentul tinde să-și schimbe sensul. În această situație condensatorul k_1 este încărcat la o tensiune aproximativ egală cu U_c însă cu polaritățile inverse celor indicate în figura 10. După trecerea unui interval de timp corespunzător cu $\pi - \alpha$ (fig. 10), tiristorul p_1 trebuie stins. Pentru aceasta tiristorul de stingere p primește un impuls de comandă. În acest fel asupra tiristorului p_1 se aplică, în sens invers cu sensul de conducție, tensiunea de la bornele condensatorului k_1, ceea ce duce la stingerea tiristorului p_1. În continuare, condensatorul k_1 se descarcă prin invertor și se reîncarcă la polaritățile indicate în figura 10. După trecerea unui interval corespunzător unghiului α, tiristorul p_1 este din nou comandat. Tiristorul de stingere p poate fi de o putere mai mică decît tiristorul principal p_1.

Reglarea tensiunii de la ieșirea invertorului se face prin mărirea sau micșorarea intervalului de timp corespunzător unghiului α. Pentru aceasta, regulatorul u_3 compară tensiunea invertorului cu o valoare impusă și, în funcție de aceasta, transmite tiristorului de stingere p impulsuri de comandă decalate mai mult sau mai puțin față de impulsurile de comandă date de generatorul de tact tiristorului principal p_1.

În ceea ce privește reglarea tensiunii prin variația, în limitele unei semiperioade, a duratei impulsului tensiunii alternative de la ieșirea invertorului, aceasta se poate obține prin mai multe metode.

Una dintre acestea constă în micșorarea duratei de conducție a tiristoarelor invertorului în limitele unei semiperioade. O schemă care permite acest lucru (fig. 11) se poate obține din schema invertorului în punte (fig. 6).

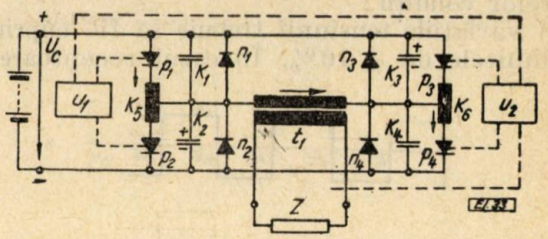


Fig. 11. Invertor în punte cu tensiune reglabilă:
K_1, K_2, K_3, K_4 — condensatoare de stingere; K_5, K_6 — bobine; n_1, n_2, n_3, n_4 — diode; p_1, p_2, p_3, p_4 — tiristoare; t_1 — transformator de ieșire; u_1 — generator de tact; u_2 — regulator.

În schema din figura 11, ca și în schema din figura 6, conduc alternativ, în fiecare semiperioadă, perechile de tiristoare $p_1 - p_4$ și $p_2 - p_3$. Tiristoarele p_1 și p_2 primesc alternativ de la generatorul de tact u_1 impulsuri de comandă avînd durate egale cu o semiperioadă. Tiristoarele p_3 și p_4 primesc, de asemenea, alternativ de la regulatorul u_2 impulsuri de comandă de scurtă durată, decalate însă cu un unghi variabil α în întîrziere față de începutul semiperioadei.

Să presupunem că într-una din semiperioade tiristorul p_1 primește un impuls de comandă (pe întreaga durată a semiperioadei). Tensiunea continuă U_c se va aplica însă primarului transformatorului t_1 abia după trecerea unui interval de timp corespunzător unghiului α, cînd tiristorul p_4 va primi un impuls de comandă (de scurtă durată). În acest fel se obține o scurtare a duratei impulsului de tensiune, care se aplică primarului transformatorului t_1. Regulatorul u_2, în funcție de diferența dintre tensiunea livrată de invertor și o valoare impusă, comandă întîrzierea aprinderii tiristoarelor p_3 și p_4 (unghiul α), menținînd în felul acesta tensiunea constantă la bornele de ieșire a invertorului.

Sensul curentului, în semiperioada în care conduce perechea de tiristoare p_1 și p_4, este indicat în figura 11. În această situație, condensatoarele de stingere k_2 și k_3 se încarcă la polaritățile indicate în figura 11. La sfîrșitul semiperioadei cînd primește tiristorul p_2 impuls de comandă, condensatorul k_2 se descarcă prin jumătatea de jos a bobinei k_5. Datorită rolului de autotransformator pe care îl are această bobină, în jumătatea ei superioară apare o tensiune avînd sensul invers sensului de conducție a tiristorului p_1, ceea ce duce la stingerea acestuia. Simultan cu tiristorul p_2 se stinge și tiristorul p_4 care este în serie cu el. După un interval de timp corespunzător unghiului α, tiristorul p_3 este aprins și fenomenul se repetă.

Pentru obținerea unei durate reglabile a impulsului tensiunii alternative se poate folosi, de asemenea, montajul din figura 8. În acest caz

însă decalajul α dintre cele două invertoare nu mai are o valoare fixă egală cu $\frac{\pi}{3}$, ci va varia în funcţie de sarcină sau de valoarea tensiunii continue de alimentare, pentru a menţine tensiunea constantă la bornele de ieşire a invertorului.

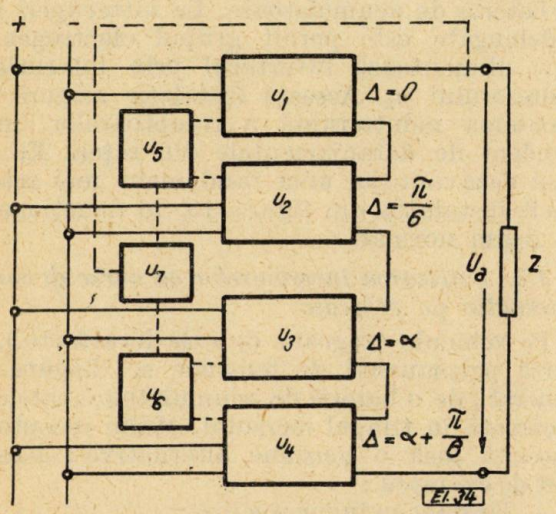


Fig. 12. Montaj pentru reglarea tensiunii de ieşire şi eliminarea armonicilor de ordin multiplu de 3:
u_1, u_2, u_3, u_4 – invertoare; u_5, u_6 – dispozitive de comandă; u_7 – regulator de tensiune.

Pentru a păstra avantajul anulării armonicilor de ordin multiplu de 3 se foloseşte în acest caz montajul din figura 12, în care tensiunea alternativă U_a este suma tensiunilor invertoarelor u_1, u_2, u_3, şi u_4.

Între tensiunile perechii de invertoare u_1 şi u_2 se păstrează un decalaj fix de $\frac{\pi}{6}$; de asemenea şi între tensiunile invertoarelor u_3 şi u_4. Între cele două perechi de invertoare $u_1 - u_2$ şi $u_3 - u_4$, regulatorul u_7 introduce un decalaj variabil α, astfel încît tensiunea totală U_a să rămînă constantă. Deoarece în tensiunile rezultante ale celor două perechi de invertoare lipsesc armonicile de ordin multiplu de 3, acestea vor lipsi şi în tensiunea U_a.

În cazul puterilor mari acest montaj mai prezintă avantajul de a folosi tiristoare de putere mai mică, deoarece invertoarele componente funcţionează pe partea de curent continuu în paralel.

În cazul în care se iau măsuri speciale în ceea ce priveşte sincronizarea generatoarelor de tact, invertoarele prevăzute cu reglare de tensiune pot fi conectate în paralel [7].

4. Domeniile de utilizare a invertoarelor

Datorită siguranţei mari în funcţionare şi a randamentului ridicat, invertoarele cu tiristoare sînt utilizate din ce în ce mai frecvent în diferite instalaţii, înlocuind dispozitivele rotative sau îndeplinind funcţiuni care nu puteau fi realizate cu dispozitive rotative. În continuare vor fi analizate cazurile cel mai des întîlnite de utilizare a invertoarelor.

4.1. *Utilizarea invertoarelor în convertizoarele statice de frecvenţă*

În multe cazuri este necesară o frecvenţă diferită de cea de 50 Hz a reţelei publice, ca de exemplu:

– la alimentarea maşinilor-unelte portative (maşini de găurit etc.); pentru reducerea dimensiunilor aparatajului electric se utilizează o frecvenţă de 100–400 Hz;

– alimentarea circuitelor de cale, în cazul căilor ferate cu tracţiune electrică în curent alternativ de 50 Hz, se face cu o frecvenţă diferită de 50 Hz, de exemplu 75 Hz;

– lămpile electrice cu luminescenţă funcţionează mai convenabil la alimentarea cu o frecvenţă mai ridicată, de exemplu 100 Hz;

– instalaţiile electrice de tratament termic şi cuptoarele electrice necesită curenţi avînd o frecvenţă pînă la 10 kHz.

Pentru obţinerea unor frecvenţe diferite de frecvenţa reţelei se utilizează convertizoare statice de frecvenţă, care constau dintr-un redresor şi un invertor. După cum s-a arătat, datorită timpului mic de stingere a tiristoarelor, invertoarele cu tiristoare se pot realiza pînă la o frecvenţă de 10 kHz, acoperind în felul acesta domeniile de utilizare indicate mai sus.

4.2. *Utilizarea invertoarelor ca surse de curent alternativ pentru receptoare care nu admit întreruperi în alimentare*

Avînd o siguranţă mare în funcţionare şi o pornire aproape instantanee, invertoarele cu tiristoare se utilizează ca surse de curent alternativ pentru receptoarele care nu admit întreruperi în alimentare [5], [10], cum sînt, de exemplu: instalaţiile de centralizare electrodinamică ale căilor ferte, instalaţiile de telecomunicaţii, instalaţiile de control şi semnalizare în centrale electrice etc.

Aceste receptoare pot fi împărţite în două categorii:

– receptoare care admit întreruperi în alimentare de ordinul unei secunde;

– receptoare care nu admit nici o întrerupere în alimentare.

Schema de alimentare este diferită pentru cele două categorii.

Pentru receptoarele din prima categorie se utilizează schema de alimentare din figura 13. În mod normal, receptoarele sînt alimentate de la reţea, fiind închis contactorul c_1. În cazul căderii tensiunii reţelei, în mod automat este deschis contactorul c_1 şi se închid contactoarele c_2 şi c_3, receptoarele fiind alimentate de la invertorul u_1. Sursa de tensiune continuă a invertorului o constituie bateria de acumulatoare u_2 ţinută în permanenţă în stare încărcată prin intermediul redresorului u_3. În timpul comutării contactoarelor c_1, respectiv c_2 şi c_3 (timp care

este de maximum o secundă), receptoarele rămîn nealimentate.

În cazul în care se poate presupune că deranjamentele în rețea nu durează mai mult de 1/2—1 h, receptoarele rămîn în tot acest timp alimentate prin intermediul invertorului. La revenirea tensiunii rețelei, în mod automat se deschid contactoarele c_2 și c_3 și se închide contactorul c_1, receptoarele fiind din nou alimentate de la rețea.

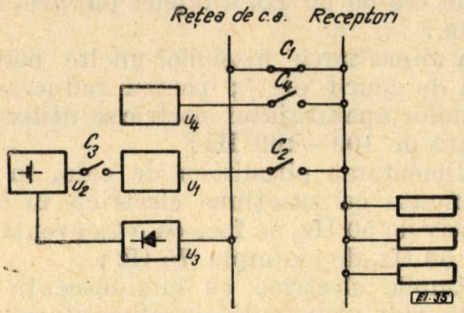


Fig. 13. Alimentarea receptoarelor care admit scurte întreruperi de tensiune (schemă monofilară):
u_1 – invertor; u_2 – baterie de acumulatori; u_3 – redresor pentru încărcarea bateriei; u_4 – grup generator de c.a. cu motor termic; c_1, c_2, c_3 – contactoare.

Dacă deranjamentele din rețea pot dura un timp îndelungat, instalația se completează cu un grup electrogen de curent alternativ u_4 compus dintr-un motor termic și un alternator. În primul moment, la căderea rețelei, receptoarele sînt alimentate cum s-a arătat mai sus, prin intermediul invertorului. Concomitent cu închiderea contactoarelor c_2 și c_3 se comandă și pornirea grupului electrogen u_4. Durata de pornire a unui grup electrogen cu motor termic este de ordinul a 30—60 s. După pornirea grupului electrogen, receptoarele sînt deconectate de la invertor prin deschiderea întreruptoarelor c_2 și c_3 și alimentate de la alternator prin închiderea contactorului c_4. La revenirea tensiunii rețelei, receptoarele sînt comutate din nou pe rețea și grupul electrogen este oprit. Rezultă că în lipsa invertorului, la un deranjament, pauza în alimentare ar fi de 30—60 s, ceea ce în multe cazuri nu este admisibil.

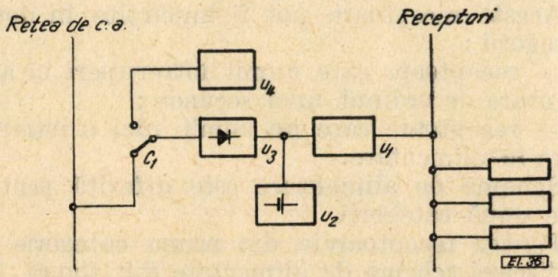


Fig. 14. Alimentarea receptoarelor care nu admit întreruperi de tensiune (schemă monofilară):
u_1 – invertor; u_2 – baterie de acumulatori; u_3 – redresor în tampon cu bateria de acumulatori; u_4 – grup electrogen de c.a. cu motor termic.

Pentru receptoarele care nu admit nici o pauză în alimentare se utilizează schema din figura 14. În această soluție, receptoarele sînt alimentate în permanență prin intermediul invertorului u_1. Tensiunea continuă necesară invertorului este dată de redresorul u_3 care funcționează în tampon cu bateria de acumulatoare u_2. Și în acest caz, la întreruperi de scurtă durată a tensiunii rețelei, invertorul este alimentat de la bateria de acumulatoare. La întreruperi mai îndelungate este pornit grupul electrogen u_4 care alimentează invertorul prin intermediul redresorului u_3. Această instalație asigură alimentarea neîntreruptă a receptoarelor, independent de deranjamentele din rețea. Ea are însă dezavantajul unui randament mai scăzut decît instalația din figura 13, în funcționarea în regim normal.

4.3. Utilizarea invertoarelor ca surse de curent alternativ pe vehicule

Pe vehicule (vagoane de cale ferată etc.), ca sursă permanentă de tensiune se dispune, în general, de o baterie de acumulatoare care este încărcată în timpul mersului. Multe receptoare necesită însă o tensiune alternativă; acestea sînt de exemplu:

— lămpile cu luminescență;

— circuitele de semnalizare și control, care necesită o separare galvanică.

Pentru alimentarea acestor receptoare sînt utilizate din ce în ce mai frecvent invertoare statice cu tiristoare [4].

5. Realizări în Republica Socialistă România

La Institutul de proiectări de aparataj electrotehnic și instalații de automatizare (I.P.A.) din București au fost executate modelele experimentale ale unui invertor și ale unui convertizor static de frecvență cu tiristoare.

Aceste aparate au fost realizate de autor împreună cu ing. M. Șarpe.

Caracteristicile acestor aparate sînt următoarele.

5.1. Invertorul

Invertorul servește ca sursă de tensiune alternativă de rezervă și alimentează, în cazul căderii tensiunii rețelei publice, instalațiile de centralizare electrodinamică din stațiile de cale ferată.

Invertorul se alimentează de la o baterie de acumulatoare de 160 V și furnizează la ieșire o tensiune alternativă monofazată, practic, sinusoidală de 220 V, 50 Hz. Puterea invertorului este de 3000 VA. Invertorul a fost executat conform schemei din figura 4. Pentru obținerea unei tensiuni alternative sinusoidale, la ieșirea invertorului a fost conectat un filtru de tipul „trece banda" (fig. 7, *a*).

Dispozitivul de comandă al invertorului este realizat pe baza unui multivibrator cu tranzistoare (fig. 15), în montajul căruia au fost luate măsuri pentru stabilizarea frecvenței la variațiile de temperatură [9]. Abaterile de frecvență

obținute în intervalul de temperaturi +5°... +40°C nu depășesc ±1,5%.

Dispozitivul de comandă funcționează în felul următor.

In secundarele transformatoarelor t_1 și t_2 rezultă alternativ, la intervale de o semiperioadă,

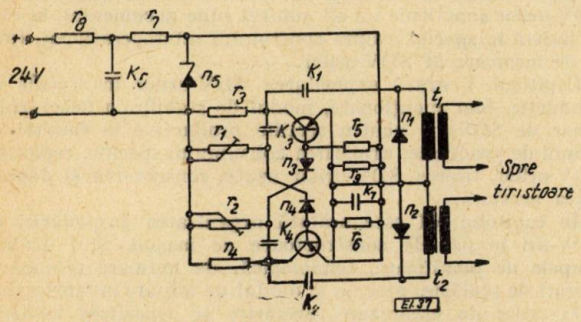


Fig. 15. Dispozitivul de comandă al invertorului:
$K_1 \ldots K_7$ — condensatoare; n_1-n_4 — diode; n_5 — diodă Zener; p_1, p_2 — tranzistori; $r_1 \ldots r_9$ — rezistențe; t_1 — t_2 — transformatoare.

impulsuri de scurtă durată, care comandă aprinderea succesivă a tiristoarelor invertorului. Impulsurile rezultă din descărcarea prin transformatoare a condensatoarelor k_1 și k_2 în momentul în care tranzistorul învecinat trece din starea blocată în starea de conducție. Încărcarea condensatoarelor are loc în semiperioada în care tranzistorul învecinat este blocat.

Alimentarea dispozitivului de comandă se realizează de la o baterie de acumulatoare la 24 V. Pentru a înlătura influența variațiilor tensiunii bateriei asupra funcționării dispozitivului de comandă s-a prevăzut o stabilizare a tensiunii de alimentare.

Deoarece sarcina invertorului este, practic, constantă, nu a fost necesară executarea invertorului cu reglare de tensiune.

Invertorul a fost montat în interiorul unui panou care conține și o schemă cu contactoare și relee, care, în mod automat, în cazul căderii tensiunii rețelei, comută receptoarele de pe

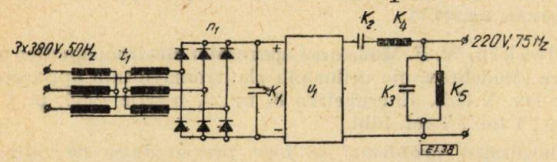


Fig. 16. Schema convertizorului de frecvență 50/75 Hz:
K_1, K_2, K_3 — condensatoare; K_4, K_5 — bobine; n_1 — redresor în puncte trifazată; t_1 — transformator; u_1 — invertor.

rețea pe invertor, concomitent cu alimentarea invertorului și a dispozitivului de comandă de la o baterie de acumulatoare. La revenirea tensiunii rețelei, receptoarele sînt comutate din nou pe rețea și alimentarea invertorului este întreruptă (schema din figura 13, exclusiv grupul electrogen).

5.2. *Convertizorul de frecvență*

Convertizorul de frecvență a fost executat pentru alimentarea circuitelor bloc de linie automat pe porțiunile de cale ferată electrificată. Deoarece pentru tracțiune se utilizează curent alternativ de 50 Hz, circuitele bloc de linie automat nu mai pot fi alimentate, ca în cazul tracțiunii mecanice, cu o tensiune avînd această frecvență, deoarece rezultă semnale false în instalațiile de centralizare electrodinamică. Pentru a înlătura aceasta, în cazul liniilor electrificate, circuitele bloc de linie automat se alimentează cu o tensiune avînd o frecvență diferită de 50 Hz, de exemplu 75 Hz.

Convertizorul de frecvență constă dintr-un redresor și un invertor (fig. 16). Redresorul se alimentează de la o rețea trifazată de 3×380 V, 50 Hz. Tensiunea continuă dată de redresor este de 130 V.c.c. Convertizorul livrează la ieșire o tensiune alternativă, practic, sinusoidală, de 220 V, 75 Hz. Puterea convertizorului este de aproximativ 5000 VA.

Pentru a permite convertizorului să poată prelua și sarcini reactive, așa cum s-a arătat mai înainte (cap. 2), între redresor și invertor s-a montat un condensator de capacitate mare.

Schemele invertorului și ale dispozitivului de comandă sînt identice cu cele ale invertorului pentru 50 Hz. Tensiunea de 24 V.c.c., necesară pentru alimentarea dispozitivului de comandă se obține, de asemenea, de la rețea prin intermediul unui redresor separat. Deoarece și în acest caz sarcina este aproximativ constantă, o reglare a tensiunii nu a fost necesară.

Ambele aparate (invertorul și convertizorul de frecvență) au dat rezultate bune, atît la încercările funcționale, cît și în exploatare la încercările de durată și siguranță în funcționare.

Bibliografie

[1] *Wagner, C. F.* Parallel inverter with resistive load. In: Trans. AIEE **54**, nr. 11, 1953, p. 1227—1235.

[2] *Wagner, C. F.* Parallel inverter with inductive load. In: Trans. AIEE **55**, nr. 9, 1936, p. 970—980.

[3] *Bezold, K. H., Golde, E.* și *Tretze, Ch.* Statische Wechselrichter für Triebfahrzeuge. In: AEG — Mitteilungen **54**, nr. 5—6, 1964, p. 443—447.

[4] *Ludwig, F.* Thyristorwechselrichter für die Berliner U-Bahn. In: AEG — Mitteilungen **54**, nr. 7—8, 1964, p. 583—586.

[5] *Germann, F.* Wechselrichter mit Thyristoren für unterbrechungsfreie Stromversorgunganlangen und für Notstromversorgungsanlagen. In: AEG — Mitteilungen **54**, nr. 3—4, 1964, p. 171—174.

[6] *Eder, E.* și *Samerberger K.* Steuerung der Ausgangspanung bei Wechselrichtern. In: Siemens—Zeitschrift **38**, nr. 10, 1964, p. 775—781.

[7] *Samberger, K.* Syncronisierung von Wechselrichtern. In: Siemens-Zeitschrift **38**, nr. 12, 1964, p. 918—923.

[8] *Murphy, R. H.* și *Namliar, K. P.* A design basis for silicon controlled rectifier parallel inverters. In: AIEE, part. B., vol. **108**, p. 556—562.

[9] *Negreanu, D.* Stabilitatea frecvenței multivibratorului cu tranzistoare. In: Automatica și Electronica **6**, nr. 5, 1962, p. 211—215.

[10] *Belke, G. H.* și *Lustig, H. D.* Selbstgeführter Wechselrichter für die unterbrechungslose Stromversorgung wichtiger Anlagen. In: BBC — Nachricten **46**, nr. 12, 1964, p. 654—659.

[11] Silicon Controlled Rectifier Manual, 2 edition. New York, — General Electric Co., 1961 (traducere în limba rusă).

Intrat în redacție la 5. IV. 1965

RECENZIE

CZ 621.312:658.57

V. Radeţchi. **Organizarea gospodăriei de SDV-uri.** Bucureşti, Editura tehnică, 1965, 292 pag.

Compusă din şase capitole, lucrarea tratează problema complexă a SDV-urilor într-o uzină constructoare de maşini, privind organizarea proiectării, execuţiei şi exploatării lor.

Sînt expuse principiile care stau la baza proiectării SDV-urilor, folosind cele mai noi soluţii şi aplicînd normele de tipizare a SDV-urilor.

Capitolul I prezintă rolul şi importanţa SDV-urilor în uzinele constructoare de maşini. Pentru început se dau noţiunile fundamentale şi apoi se analizează diferitele aspecte privind gradul de utilare cu SDV-uri a fabricaţiei produselor, influenţa costurilor SDV-urilor asupra preţului de cost al produsului şi normele de consum ale acestora.

În capitolul II se arată proiectarea SDV-urilor în scopul asigurării execuţiei produselor. Sînt arătate principiile de bază în proiectarea SDV-urilor şi tendinţele constructive în vederea obţinerii unor SDV-uri de mare productivitate. Tot la acest capitol sînt menţionate normele de consum privind consumul de oţeluri aliate, rapide ş.a. Sînt expuse într-o formă bine redată folosirea dispozitivelor din elemente demontabile.

Capitolul III arată planificarea necesarului de SDV-uri într-o uzină constructoare de maşini. Este arătată stabilirea necesarului de SDV-uri normale pe intervale de un an, trimestru şi lună, modul de planificare a fondurilor financiare necesare dotării cu SDV-uri al fabricaţiei produselor, cum şi planificarea necesarului de materiale pentru execuţia acestora. Capitolul se încheie cu problema colaborărilor în producţia de SDV-uri.

Capitolul IV se ocupă cu execuţia SDV-urilor. Sînt arătate principii moderne privind execuţia SDV-urilor, organizarea secţiilor de scularie, metodele tehnologice de mare productivitate folosite în execuţia acestora. Controlul şi încercarea SDV-urilor constituie un alt subiect bine documentat la care se insistă în special asupra controlului interoperaţional, final şi de încercare al SDV-urilor.

Capitolul V arată exploatarea SDV-urilor în secţiile de producţie. Sînt menţionate, modul de stabilire a necesarului lunar de SDV-uri pentru secţiile productive în funcţie de planul de producţie, urmărirea consumului specific, reparaţia SDV-urilor, trierea SDV-urilor uzate, conservarea şi depozitarea acestora.

În capitolul VI este arătată organizarea gospodăriei de SDV-uri în uzinele constructoare de maşini. Sînt arătate grupele de planificare, tehnologică, de normare tehnică şi lucrări de scularie, precum şi modul de lansare în fabricaţie a SDV-urilor de organizare, urmărire şi depozitare centrală ale acestora. Organizarea magaziei de distribuţie a sculelor prezintă de asemenea una din problemele prezentate în cadrul acestui capitol.

Lucrarea prezintă un valoros material tehnico-economic cu o grafică bine prezentată, fiind redată sub o formă uşor accesibilă de a fi înţeleasă şi mînuită de cadrele tehnice din uzine şi întreprinderi. Ea se adresează tehnicienilor, maiştrilor şi inginerilor din industria constructoare de maşini.

Ing. P. Bălan

REFERATE

CF 621. 313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.1.001.23: 621.312

Nikolaiev, L. K. ş.a. **Despre introducerea tipizării la maşinile electrice** (O vnedrenii tipazei elektriceschih maşini). In: Elektrotehnika **36**, nr. 1, 1965, p. 15, 1 tab.

Prin tipizarea seriilor de maşini asincrone de gabaritele 12 şi 13, care înlocuiesc vechile serii FAMSO şi DAMSO se obţin următoarele avantaje: 1) se micşorează numărul de ştanţe pentru rotor în proporţie de 20%; 2) la fel se reduce sortimentul de secţiuni de cupru pentru bobinajele statorice cu circa 40%; 3) se micşorează consumurile de materiale active şi constructive, după cum urmează: tole cu 7%, materialele electroizolante cu 15%, iar greutatea totală a maşinii cu 8%; 4) în schimb creşte randamentul cu 1,1% şi factorul de putere cu 2% şi 5) gabaritele noilor serii de maşini electrice sînt substanţial reduse.

Se arată măsurile necesare pentru introducerea în fabricaţie a acestor noui serii de maşini asincrone, care sînt legate, în special, de problemele materialelor electrotehnice. În primul rînd se cere realizarea conductoarelor de cupru pentru clasa termică de izolaţie B în locul actualului tip de clasă A. Se mai pune problema realizării unei tole magnetice de clasă superioară.

A. B.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.615.9: 621.319.9: 621.315.614.6

Coquillon, J. **Noui tipuri de dielectrici lichizi „Pyraléne" pentru impregnarea condensatoarelor cu hîrtie** (Nouveaux liquides diélectriques „Pyraléne" pour l'impregnation des condensateurs au papier). In: R.G.E. **73**, nr. 11, 1964, p. 565—569, 5 ref. bibl.

Produsele clorurate fabricate în Franţa de către firma Prodelec sub denumirea „Pyraléne" au fost îmbogăţite cu două noui tipuri, şi anume: Pyraléne (P) 1500 şi Pyraléne (P) 1460. Tipul P 1500 are permitivitate relativă mai mare decît a produselor existente, şi anume $\varepsilon = 6{,}3$ la 25°C, şi 5,2 la 100°C, temperatura de congelare este de —24°C. Folosirea acestui tip de material de impregnare permite îmbunătăţirea radicală a indicilor tehnico economici ai condensatoarelor. Astfel, condensatorul de 20 kVAr impregnat cu P 1476 ($\varepsilon = 5{,}1$ la 25°C) are 1,7 kg/kVAr, iar impregnat cu P 1500 are numai 0,89 kg/kVAr. Cu toate aceste calităţi tipul nou nu satisface condiţiile pentru temperaturi foarte joase şi de aceea a fost realizat un nou tip P 1460 cu temperatura de congelare de —50°C. La acest tip de ulei sintetic ε la 25°C este de 5,9 şi la 100°C, 4,8. La frecvenţa de 100 kHz, scăderea lui ε începe numai după —40°C. De aceea acest tip este indicat la impregnarea condensatoarelor de cuplaj. Pierderile dielectrice (tg δ) la aceste noui tipuri de materiale nu depăşesc valoarea 0,030 (la 50 Hz şi 100°C).

A. B.

CZ 621.316 *Distribuţia energiei electrice*

CZ 621.316.5/9.001.57

Sideakin, V. F. **Modelarea aparatelor electromagnetice neliniare** (Modelirovanie nelineinîh elektromagnitnîh apparatov). In: Izv. V.U.Z. Energhetika **8**, nr. 3, martie 1965, p. 1—6, 3 fig., 1 tab., 7 ref. bibl.

Încadrarea problemei se face precizîndu-se că numărul tipurilor de aparate electromagnetice neliniare, folosite în mecanizarea şi automatizarea proceselor tehnologice, creşte continuu şi cuprind: amplificatoare magnetice, stabilizatoare, convertizoare de frecvenţă, transformatoare de şunturi magnetizabile. Întrucît curba de magnetizare este neliniară, calculul analitic al acestor aparate nu se poate face cu mare precizie. Varietatea mare a aparatelor nu înlesneşte stabilirea unei metode de calcul universal valabile, de aceea este necesară modelarea acestor tipuri de aparate neliniare.

La modelarea unor astfel de aparate se cere respectarea similitudinii atît în regim staţionar, cît şi tranzitoriu privind geometria conductoarelor, luarea în considerare a pierderilor în oţel şi cupru a fluxurilor de scăpări şi a întrefierurilor.

Se analizează, în continuare, cîteva cazuri concrete de modelare, care se compară apoi între ele. Acestea cuprind: modelarea pe machete, modelarea prin înlocuirea circuitului magnetic printr-un circuit electric, modelarea matematică prin folosirea unui calculator analogic.

A. C.

SOMMAIRE

CD 621.313.1.025.3.001.24

Nedelcu, V. N. : **Les transformations des coordonnées utilisées dans la théorie des machines de courant alternatif.**

Electrotehnica **14**, no. 3, mars 1966, p. 73–78

Prenant comme base le vecteur spatial et temporel représentatif des systèmes de valeurs-échelon triphasés, associés à des circuits disposés symétriquement dans l'espace, on établit les corrélations entre les composantes des différents systèmes de coordonnées utilisées dans la théorie des machines électriques à courant alternatif : a, b, c ; α, β, 0 ; d, q, 0 ; 1, 2, 0 ; f, b, 0 ; +, −, 0 ; D, Q, O ; A, B, O.

CD. 621.313.1.001.1

Manea, Fl. : **L'unité des équations et des transformations de coordonnées dans la théorie des machines électriques.**

Electrotehnica **14**, no. 3, mars 1966, p. 79–83

A l'aide des vecteurs représentatifs des tensions, des courants et des flux magnétiques exprimés par les nombres complexes on déduit d'une façon unitaire les équations des tensions des régimes transitoires pour les machines électriques rotatives à courant continu et à courant alternatif.

CD 621.34 :621.313.13.016.35

Zickman, M. : **Contributions à la théorie du fonctionnement des arbres électriques de compensation en régime de stabilité statique.**

Electrotehnica **14**, no. 3, mars 1966, p. 83–95

Cet article concerne la stabilité des arbres électriques de compensation (machines d'induction). On détermine les formules des couples développés par les moteurs de chaque arbre, sous la forme de certaines fonctions de glissement et de l'angle électrique formé entre les arbres, qui conviennent pour déterminer les domaines de stabilité de ces arbres électriques. On établit ensuite les domaines de stabilité et la manière dont varient ces domaines ainsi que les méthodes à l'aide desquelles les domaines peuvent être élargis. On indique des méthodes pratiques pour le choix judicieux — lors de l'élaboration des projets — des moteurs d'induction nécessaires à ces arbres électriques.

CD 621.315.614.73

Nicola, Gr., Pârligras, Ec. et *Şonfeleanu, M.* : **Nouveaux types de matériaux stratifiés à base de tissus inorganiques destinés à des fins électrotechniques.**

Electrotehnica **14**, no. 3, mars 1966, p. 95–102

On présente les études effectuées en vue de l'obtention de certains nouveaux matériaux stratifiés à support inorganique, en tissu en fibres de verre et en asbeste, nécessaires dans la construction des machines et des appareils électriques, au cas où l'on requiert de bonnes propriétés électriques dans des milieux à humidité élevée et à température électrique. On indique, de même, les propriétés physiques et mécaniques, thermiques et électriques de ces matériaux.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.314.57.025.1 : 621.382.34

Vârzaru, E. : **Inverseurs statiques monophasés à tiristors.**

Electrotehnica **14**, no. 3, mars 1966, p. 103–111

Après une présentation sommaire des propriétés des tiristors, on décrit les principaux types d'inverseurs à tiristors. On analyse les possibilités d'obtenir, à l'issue des inverseurs, une tension sinusoïdale, ainsi que les moyens de réglage de cette tension.

On indique les domaines d'utilisation des inverseurs et on présente quelques inverseurs réalisés dans la République Socialiste de Roumanie, où ils sont employés comme sources de tension alternative de réserve ainsi que pour les convertisseurs de fréquence.

COMPTES RENDUS 112

EXTRAITS 112

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE.MOTOARE

CZ 621.313.13.049.75

* * * **Motoare cu bobinaje imprimate.** In : Monit. Profess. Electr. Electron **20**, nr. 204, mai 1965, p. 75—77, 3 fig., 1 tab.

CZ 621.313.13—181.4 : 621.317.39 : 531.77

Werner, W. **Măsurarea fenomenelor de punere în viteză la motoarele mici.** In : Electrotechn. Zeit (ETZ-A) **86**, nr. 22, 29 oct 1965, p. 709—714, 20 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.313.322.012.6

Hochsteller, W. **Comportarea dinamică a alternatoarelor sincrone cu sisteme de excitaţie în funcţie de sarcină.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 18, 3 sept 1965, p. 577—582, 12 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.313.333.025.1.045.3—7

Heinz, B. şi *Heinz, J.* **Motor de inducţie monofazat cu faze auxiliare scurtcircuitate.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 22, 29 oct 1965, p. 714—718, 7 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATOARE

CZ 621.314.214 : 621.317.611

Zollenkopf, K. **Obţinerea minimului de pierderi de raport în transformatoarele de reglaj.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 18, 3 sept 1965, p. 590—595, 4 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.314.52.062.12.07 : 621.311.6

Balkow, J. **Reglajul convertizoarelor cu mers continuu cu semiconductoare.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 19, 10 sept 1965, p. 605—609, 7 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.62 : 621.382.233

Huynen, B. şi *Labbe, C.* **Redresoare cu siliciu comandate.** In : Electr. Electro-Techn. Gen. **4**, nr. 9, 1965, p. 395—417, 35 fig., 23 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTORI. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.616.96

Schmidt, R. **Răşini stratificate pentru stratificarea fibrelor de sticlă în răşini epoxidice.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 19, 10 sept 1965, p. 613—618, 7 fig.

CZ 621.315.62 : 678.06

Ivahin, S. I. ş.a. **Folosirea materialelor plastice la fabricarea izolatoarelor de înaltă tensiune.** In : Energhetika i elektrotehn. prom-st., nr. 2, apr-iun 1965, p. 37—38, 2 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.315.624.015.52

Alexandrov, G. M. şi *Kalinin, M. D.* **Tensiunile de deseăreare la umed a lanţurilor de izolatoare în cazuri de supratensiuni interne.** In : Izv. VUZ, Energhetika **8**, nr. 5, mai 1965, p. 6—12, 7 fig., 8 ref. bibl.

CONTENTS

DC 621.313.1.025.3.001.24

Nedelcu, V. N. : **Transformations of co-ordinates used in the theory of alternating-current machines.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, march 1966, p. 73–78

The correlations between the components of the different co-ordinate systems used in the theory of alternating — current electric machines : a, b, c ; $\alpha, \beta, 0$; $d, q, 0$; $1, 2, 0$; $f, b, 0$; $+, -, 0$; D, Q, O ; A, B, O are established on the basis of the spatial-temporal vector representative for the three-phase scalar quantities associated with circuits disposed symmetrically in the space.

DC 621.313.1.001.1.

Manea, Fl. : **The unity of the equations and co-ordinate transformers in the theory of electric machines.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, march 1966, p. 79–83

The voltage equations of the transitory regimes for rotary electric machines with direct-and alternating current are deduced in a unitary way by means of the representative vectors of the voltages, currents and magnetic fluxes expressed by the complex numbers.

DC 621.34 : 621.313.13.016.35

Zickman, M. : **Contributions to the working theory of the compensation electric shafts in a statie stability regime.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, march 1966, p. 83–95

The stability of the compensation electric shafts (with induction machines) is discussed in the paper. The formulas of the couples developed by the motors on each mechanical shaft as slipping and electric angle functions between these shafts, suitable for the determination of the stability fields of these electric shafts are determined. The stability fields and their variation mode are established as well as the methods of extending them. Some practical methods for the proper choice on designing of the induction motors required by these electric shafts are pointed out.

DC. 621.315.614.73

Nicola, Gr., Pârligras, Ec. and *Şonfeleanu, M.* : **Some new types of stratified materials based on inorganic tissues for electrotechnical purposes.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, march 1966, p. 95–102

Some information is given concerning the studies carried out for obtaining new stratified materials with inorganic support, glass and asbestos tissues, requisite in the construction of electric machines and apparatus, where good electrical properties are required in highly humid media and at electric temperature. The physical, mechanical, thermic and electric properties of these materials are also pointed out.

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.314.57.025.1 :621.382.34

Vărzaru, E. : **Monophasic statie invertors with tiristors.**

Electrotehnica **14**, nr. 3, march 1966 p. 103–111

After briefly presenting the properties of tiristors, the author describes the main types of invertors with tiristors. The possibilities of obtaining a sinusoidal voltage at the output of invertors and the means of regulating this voltage are analysed. The utilization fields of invertors are reviewed and some invertors achieved in the Socialist Republic of Rumania, used as sources of reserve alternating voltage and in frequency converters, are presented.

REVIEWS 112

ABSTRACTS 112

CZ 621.315.616.96

Stamm, H. ş.a. **Comportarea mecanică a răşinilor de turnare.** In : Elektrie **19**, nr. 6, iun 1965, p. 267—273, 4 fig., 8 tab., 26 ref. bibl.

CZ 621.315.673.1

Beyer, A. **Sisteme de repartitoare manevră la instalaţiile electrice.** In : Elektrotechn. Zeit (ETZ-B) **17**, nr. 18, 27 aug 1965, p. 589—592, 3 fig.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.54.027.3.001.4

Kummerou, G. **Modele de reproducerea liniilor pentru verificarea disjunctoarelor de putere de înaltă tensiune supuse tensionării datorită scurteircuitelor.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 19, 17 sept 1965, p. 609—614, 11 fig., 1 tab., 21 ref. bibl.

CZ 621.316.84.

Kirby, P. L. **Rezistenţe cu pelicule metalice.** In : Electron. Components **6**, nr. 6, iun 1965, p. 521—527, 5 fig., 1 tab.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURĂRILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.31 : 621.373.1..029.66

Neumann, M. **Măsurarea curentului cu diode-laser.** În Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 19, 10 sept 1965, p. 619—620, 2 fig.

CZ 621.317.335.2

Krutzech, J. **Un montaj simplu pentru măsurarea de precizie a micilor capacităţi şi de mare rezistenţă.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 18, 27 aug 1965, p. 581—584, 5 fig.

CZ 621.317.374 : 621.319.4

Rutloh, F.W. **Convergenţa punţilor de măsură pentru măsurarea factorului de pierdere la condensatoare.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ—A) **86**, nr. 18, 3 sep 1965, p. 596—599, 6 fig., 2 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.317.39 : 681.12

Braude, V. A. ş.a. **Debitmetre electromagnetice REF.** In : Avtomatika i priborostroenie, nr. 2, apr—iun 1965, p. 75—78, 7 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.317.7 : 621.382.3 : 681.142

Luceniţer, I. A. ş.a. **Convertor numeric echipat cu tranzistoare.** In : Avtomatika i priborostroenie, nr. 2, apr—iun 1965, p. 39—41, 2 fig., 1 tabl.

CZ 621.317.726

Bronzite, M. **Aparat pentru măsurarea amplitudinii impulsurilor.** In : Electron. Engng. **37**, nr. 448, iun 1965, p. 394—395, 2 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.317.761 : 621.374

Ilin, V. A. **Freeventmetru pe bază de punte echipată cu elemente cu impulsuri.** In : Priborostroenie, nr. 6, iun 1965, p. 13—14, 4 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621. 357.7. **Galvanizare**

MICM
ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

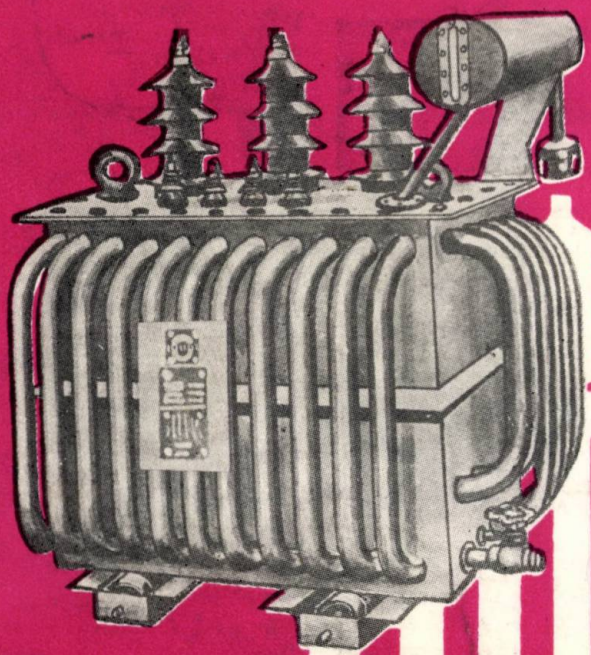
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

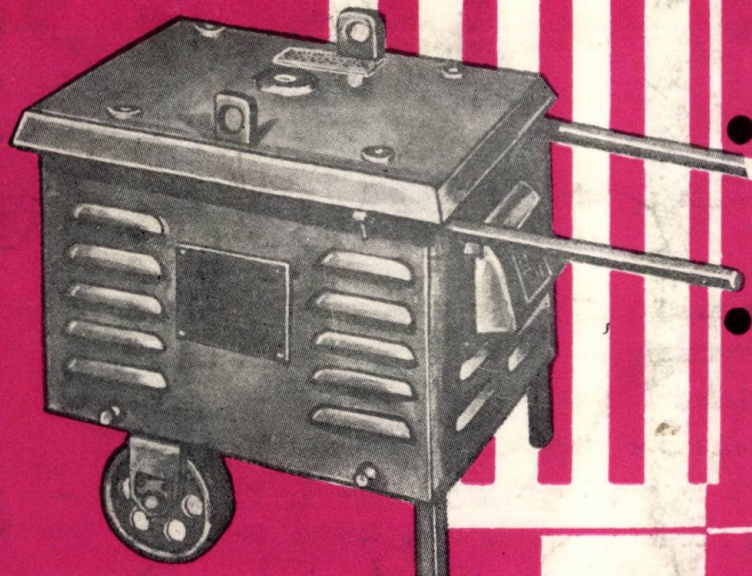
primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

1966 JUL - 3.

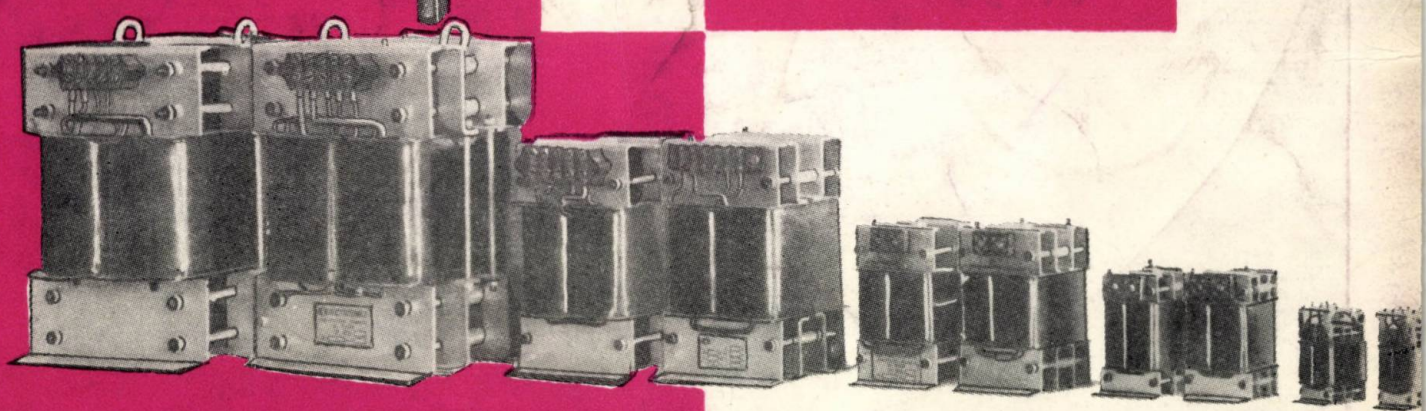
ELECTROTEHNICA





EXECUTĂ

- **Transformatoare de forță în ulei**: gama de puteri 40—63—100 kVA, gama de tensiuni 6—20 kV, pierderi reduse, construcție rezistentă la scurtcircuit.
- **Transformatoare de sudură tip TASM—300**: curent de sudură reglabil în două trepte, 75—230 A și 220—480 A; tensiune de alimentare 220 V, 380 V sau 500 V, tensiune de lucru 32 V
- **Seria unitară de amplificatoare magnetice** cu o înfășurare de comandă (tip AMSU) și cu două înfășurări de comandă (tip AMD) pentru automatizări și acționări electrice, puteri 11 VA—90 kVA, tensiuni 24—500 V
- **Echipament electric pentru filtre electrostatice** utilizate la reținerea particulelor în suspensie în fabricile de ciment, de produse refractare, de acid sulfuric, la centrale electrice etc., tensiune continuă 80 kV, curent continuu 400 mA.

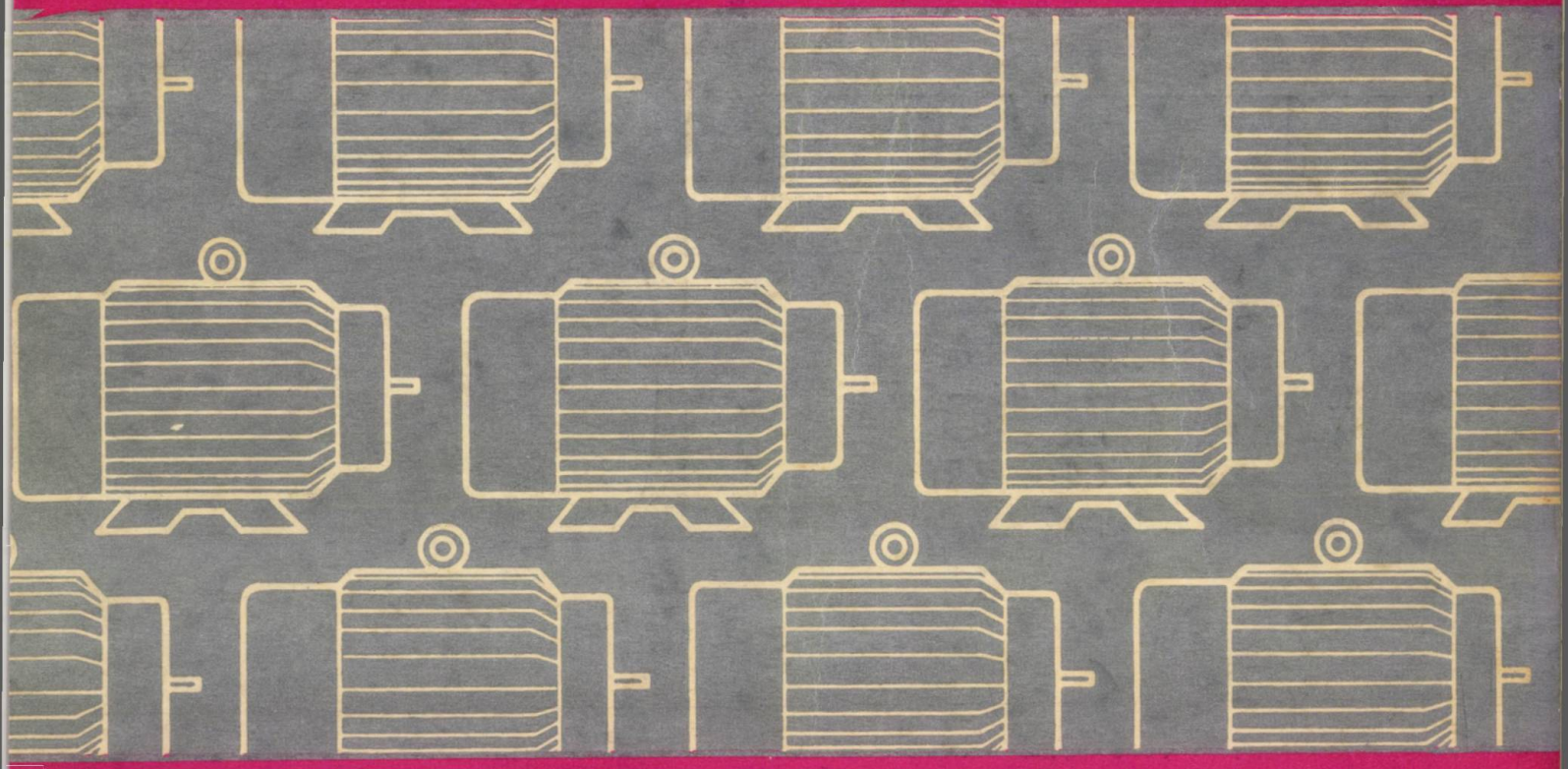


E 2040

REFERATIVA

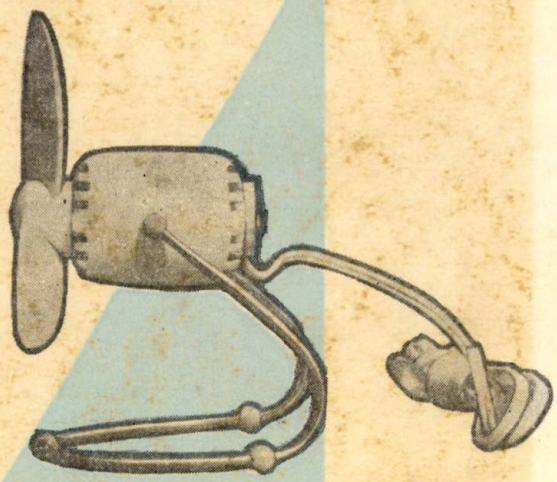
R

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 14 • NR. 4 • APRILIE 1966

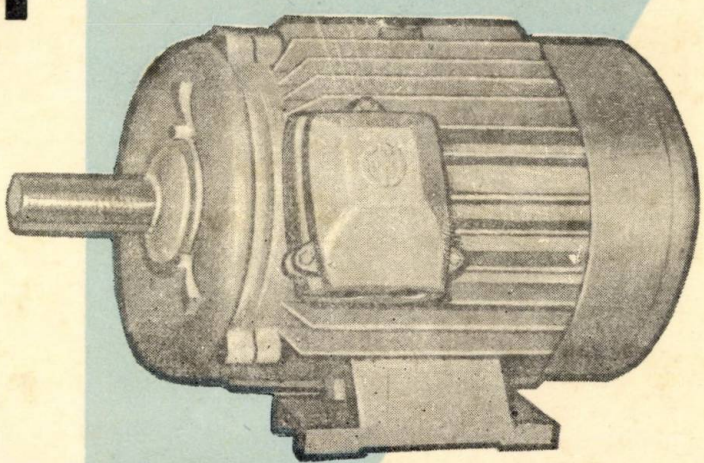
4

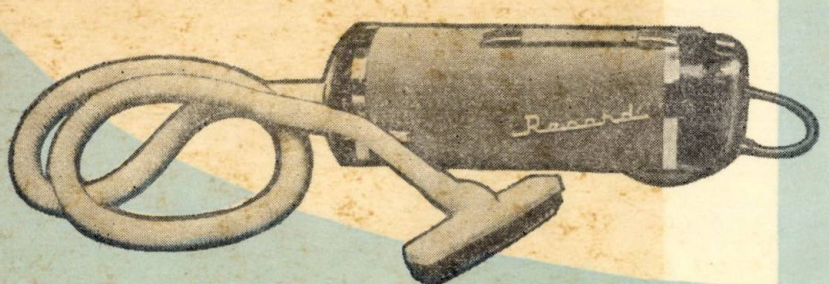


- ventilatoare de masă cu cadru sau suport
- relee regulatoare pentru tractoare şi autovehicule
- generatoare de curent continuu pentru tractoare şi autovehicule
- motoare şi reostate pentru maşini de cusut electrice
- motoare pentru antrenarea spălătorului şi centrifugei maşinilor de spălat rufe „ALBA — LUX"

ELECTROMOTOR

- motoare electrice asincrone trifazate cu rotorul în scurcircuit, protecţie IP 44, de 0,25 — 0,6 şi 4 — 30 kW şi cu rotorul cu inele de contact, de 5,5 — 22 kW
- aspiratoare de praf tip „Record"





MŰSZAKI MÚZEUM 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 14 Nr. 4, p. 113–148 aprilie 1966

CUPRINS

CZ 621.372.1.011.2/3.001.24

Corlăţeanu, V. şi *Rothman, A.* : **Metoda de rezolvare numerică prin secţionare a reţelelor electrice.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, aprilie 1966, p. 113–118

Se prezintă metoda de rezolvare prin secţionare şi importanţa ei practică pentru obţinerea soluţiilor la problemele reţelelor electrice cînd se utilizează un calculator numeric de capacitate redusă.

CZ 537.525 : 338.67 : 532.5 : 621.313.12 119–125

Nicolaide, A. : **Ecuaţiile maşinilor magnetohidrodinamice.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, aprilie 1966, p. 119–125

Se arată că în magnetohidrodinamică, denumită în mod uzual MHD, se studiază mişcarea unui fluid conductor într-un cîmp magnetic. În fluidul în mişcare se induc curenţi care modifică cîmpul magnetic, iar interacţiunea între cîmpul magnetic şi curenţi modifică mişcarea fluidului. Principalele aplicaţii ale MHD au fost iniţial în astronomie şi geofizică. În prezent aplicaţiile tehnice, şi anume maşinile magnetohidrodinamice prezintă un mare interes.

În lucrare se prezintă ecuaţiile maşinilor magnetohidrodinamice şi se arată particularităţile acestor ecuaţii în funcţie de natura fluidului, care poate fi un metal lichid sau un gaz ionizat.

CZ 621.314.224.3.042.12.001.24

Păduraru, N. şi *Preda, M.* : **Particularităţile calculului transformatoarelor de măsură de curent cu miez toroidal.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, aprilie 1966, p. 126–129

Se prezintă o metodă de calcul al transformatoarelor de curent elaborată la Uzinele Electroputere. Din formulele clasice de calcul al transformatoarelor de curent şi în baza principiului de similitudine este stabilită relaţia de bază. Curbele construite, conform relaţiei de bază, permit calculul rapid al circuitului magnetic al transformatorului de curent, astfel că pentru stabilirea variantei optime volumul lucrărilor de calcul este mult redus.

CZ 621.3.048.81

Bercu, A., Dumitrescu, P. şi *Istrate, M.* : **Schemă de izolaţie termorigidă pe bază de răşini sintetice pentru maşini electrice de medie putere.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, aprilie 1966, p. 130–135

Se prezintă o schemă modernă de izolaţie, folosind răşini sintetice epoxidice termorigide, pentru maşinile electrice de medie putere (100–1 000 kW) şi tensiuni pînă la 6 kV. Pentru determinarea optimă a intensităţii cîmpului electric de lucru din izolaţia statorică au fost efectuate o serie de încercări dielectrice comparative. Încercările au fost făcute în mediu normal şi climatic, atît pe bobinaje, cît şi pe două maşini cu puteri de cîte 160 kW, 6 kV. Rezultatele încercărilor au arătat superioritatea noului sistem de izolaţie de tip termorigid, faţă de vechiul sistem de tip termoplastic.

DISCUŢIE 136–138

NOUTĂŢI DIN INDUSTRIE 139

RECENZII 140–141

REFERATE 141–145

CRONICĂ 145–148

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei Republici Sosialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU, redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. AL. GRECEANU; ing. ST. GROSU; conf. dr. ing. G. HORTOPAN, redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. R. RĂDULEȚ; ing. ST. ȚIGANETEA; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul de virament: Publitațiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026.002, Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru intreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Intreprinderea Poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23—25, București. C 3148.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.372.1.011.2/3.001.24

Корлэцяну, В. и *Ротман, А.:* **Метод численного разрешения электрических сетей посредством секционирования.**

Electrotehnica **14**, № 4, апр. 1966, стр. 113–118

Предлагаются методы разрешения секционированием и подчеркивается его практическое значение для получения решений, связанных с вопросом электрических сетей при применении цифровой счетно-вычислительной машины небольшой мощности.

ДК 537.525:338.67:532.5:631,313.12

Николаиде, А.: **Уравнения магнитогидродинамических машин.**

Electrotehnica **14**, № 4, апр. 1966, стр. 119–125

Показано, что магнитогидродинамика, обычно называемая МГД, изучает движение токопроводимого флюида в магнитном поле. В находящемся в движении флюиде индуцируются токи, изменяющие магнитное поле, причем взаимодействие между магнитным полем и токами изменяет движение флюида. Вначале МГД применялась в астрономии и геофизике. В настоящее время особый интерес представляют технические области применения, а именно, магнитогидродинамические машины.

В статье приводятся уравнения магнитогидродинамических машин и рассматриваются особенности этих уравнений в зависимости от природы флюида, который может быть жидким металлом или ионизированным газом.

ДК 621.314.224.3.042.12.001.24

Пэдурару, Н. и *Преда М.:* **Особенности расчета трансформаторов измерения тока с торроидальным сердечником.**

Electrotehnica **14**, № 4, апр. 1966, стр. 126–129

Описан метод расчета трансформаторов тока, разработанный заводом „Электропутере". На основании классических расчетных формул для трансформаторов тока и принципа аналогичности, устанавливается основное соотношение. Кривые, построенные соответственно основному уравнению, дают возможность провести быстрый расчет магнитной цепи трансформатора тока, благодаря чему объем работ для определения оптимального варианта значительно сокращается.

ДК 621.3.048.81

Берку, А., Думитреску, П. и *Истрате М.:* **Схемы терморигидной изоляции на основе синтетических смол для электрических машин средней мощности.**

Electrotehnica **14**, № 4, апр. 1966, стр. 130–135

Описана новейшая схема изоляции с использованием терморигидных эпоксидных синтетических смол для электрических машин среднее мощности (100—1000 квт) и напряжений до 6 кв. Для оптимального определения интнсивности рабочего электрического поля , в изоляции статора проведен ряд сравнительных диэлектрических испытаний. Испытания были осуществлены в нормальной и климатической среде, как на обмотках, так и на двух машинах мощностью по 160 квт, 6 кв. Реультаты испытаний подтВердили превосходство новой системы изоляции терморигидного типа по сравнению со старой термопластической системой.

ДИСКУССИИ 136–138

НОВОСТИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ 139

РЕЦЕНЗИИ 140–141

РЕФЕРАТЫ 141–145

ХРОНИКА 145–148

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.372.1.011.2/3.001.24

Corlăţeanu, V. and *Rothman*, *A.*: **Die Methode der zahlenmässigen Lösung durch Unterleitung der elektrischen Netze.**

Electrotehnica **14**, H. 4, April 1966, S. 113–118

Es wird die Lösungsmethode durch Unterleitung dargestellt, sowie deren praktische Bedeutung zur Erlangung der Resultate bei der Berechnung elektrischer Netze für den Fall der Verwendung von Rechenmaschinen begrenzter Leistung.

DK 537.525 : 338.67 : 532.5 : 621.313.12

Nicolaide, *A.*: **Die Gleichungen der magnetohydrodynamischen Maschinen.**

Electrotehnica **14**, H. 4, April 1966, S. 119–125

Man zeigt dass in der Magnetohydrodynamik, gewöhnlich MHD bezeichnet, die Bewegung eines leitenden Fluidums in einem magnetischen Feld untersucht wird. In das sich bewegende Fluid werden Ströme induziert, welche das magnetische Feld verändern, und die gegenseitige Wirkung zwischen dem Magnetfeld und den Strömen verändert die Bewegung des Fluidums. Die Hauptanwendungen des MHD fanden wir ursprünglich in der Sternkunde und der Geophysik. Heutzutage sind die technischen Anwendungen, namentlich die magnetohydrodynamischen Maschinen, von besonderem Interesse geworden.

Der Aufsatz stellt uns die Gleichungen der magnetohydrodynamischen Maschinen dar und zeigt die Eigenheiten dieser Gleichungen in Abhängigheit von der Art des Fluidums, welches ein flüssiges Metall oder ein ionisiertes Gas sein kann.

DK 621.314.224.3.042.12.001.24

Păduraru, *N.* und *Preda*, *M.*: **Die Sonderheiten bei der Berechnung von Messtransformatoren mit Taroidalkern.**

Electrotehnica **14**, H. 4, April 1966, S. 126–129

Es wird eine Berechnungsmethode der Stromtransformatoren gezeigt, welche in den Werken „Electroputere" entwickelt wurde. Aus den klassischen Berechnungsformeln der Stromtransformatoren und auf Grund des Ahnlichkeitsprinzips, wird die Grundgleichung entwickelt. Die, in Übereinstimmung mit der Grundgleichung gezeichneten Kurven ermöglichen eine schnelle Berechnung des magnetischen Kreises des Stromtransformators, so dass für die Feststellung der Bestlösung das Berechnungsquantum bedeutend vermindert wird.

DK 621.3.048.81

Bercu, *A.*, *Dumitrescu*, *P.* und *Istrate*, *M.*: **Schemata von wärmefester Isolation auf Grund synthetischer Harze für elektrische Maschinen mittlerer Leistung.**

Electrotehnica **14**, H. 4, April 1966, S. 130–135

Es wird ein modernes Isolationsschema gezeigt, welches synthetische epoxydische wärmefeste Harze verwendet und für elektrische Maschinen mittleren Leistung (100—1000 kW) und Spannungen bis 6 kV bestimmt sind. Zur Feststellung der günstigsten Lastfeldstärke in der Statorisolation wurden eine Reihe dielektrischer Vergleichsversuche vorgenommen. Die Versuche wurden im normalen und klimatischen Medium, sowohl mit Wicklungen als auch mit zwei Maschinen mit Leistungen von je 160 kW, 6 kV durchgeführt. Die Versuchsergebnisse zeigten die Überlegenheit des neuen wärmefesten Isolationssystems gegenüber dem alten thermoplastischen System.

DISKUSSION 136–138

NEUES AUS DER INDUSTRIE 139

BUCHBESPRECHUNGEN 140–141

REFERATE 141–145

CHRONIK 145–148

MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 4 București, aprilie 1966

Metoda de rezolvare numerică prin secționare a rețelelor electrice

Vasile Corlățeanu și Aurel Rothman* — București

CZ 621.372.1.011.2|3.001.24

1. Generalități

Introducerea în practică a anumitor idei noi se lovește de multe ori de zidul invizibil al unei anumite neînțelegeri. Desigur că această opoziție nu are numai un caracter subiectiv; de multe ori ea este fie o consecință a unei expuneri insuficient de detaliate din punct de vedere matematic, fie din contră din cauza unei expuneri, care, matematic, depășește concepțiile cu care specialiștii unei ramuri au fost familiarizați.

Un exemplu asociabil primei categorii de lucrări este calculul operațional al lui Heaveside, care nu s-a bucurat de o acceptare largă pînă în momentul cînd alți cercetători nu au dovedit legătura lui strînsă cu transformarea Laplace. Un al doilea exemplu este opera lui Kirchhoff, din care nu s-au reținut decît legile circuitului electric fără profundele lui implicații topologice, implicații care aruncă o lumină mult mai amplă asupra teoriei și practicii circuitului electric. Aceste aspecte care, spre marele merit al lui Kirchhoff, sînt toate prezente în opera sa, au fost relevate de-abia în ultimul timp și dezvoltate corespunzător [1].

Dezvoltarea metodelor tensoriale și diacoptice a urmat în ultimii 30 de ani o cale similară, cu mențiunea specială că în aceste teorii intervin în același timp elemente foarte avansate de matematică, care se îmbină cu o prezentare lipsită de rigurozitate matematică.

Așa cum a arătat B. Hoffman [2], aceasta se datorește faptului că G. Kron, fondatorul teoriei diacoptice, se bazează mai mult pe intuiția sa și în loc de a da demonstrații matematice enunță lucrurile sub forma postulatelor. O serie de cercetători sovietici și, în special, Meerovici [3] și Maksimovici [4] au arătat în mod corect modul cum trebuie înțeleasă teoria modernă a transformării rețelelor electrice. Alți cercetători [5], [6] au arătat rolul cercetărilor lui G. Kron în aplicarea practică a calculului tensorial.

Trebuie să se rețină faptul că teoria matematică a transformărilor unui spațiu care implică ruperi nu este încă elaborată.

Topologia modernă nu are în vedere decît varietățile multidimensionale a căror transformare este bicontinuă. Anumite capitole ale geometriei diferențiale în sens larg (Cartan-Rham) probabil că vor putea fi transpuse în viitor în limbajul tehnic al diacopticii, dar momentan există o lacună.

Pentru toate aceste motive, în cele ce urmează, ne oprim la un punct de vedere strict aplicativ al metodei de rezolvare prin secționare, ținînd seamă că această metodă a fost aplicată cu succes în cele mai variate domenii ale activității de natură tehnică [7]—[19].

2. Metoda de rezolvare prin secționare

În rezolvarea practică a problemelor legate de proiectarea și exploatarea rețelelor electrice au fost întîmpinate greutăți mari datorită capacității limitate a calculatoarelor numerice de care s-a dispus.

Chiar dacă s-ar dispune de calculatoare numerice cu un număr mare de adrese, ar rămîne o serie întreagă de probleme tehnice care depășesc, prin complexitatea lor, această capacitate și de cele mai multe ori este extrem de dificil

* Prof. dr. doc. șt. tehn. *V. Corlățeanu* este consilier la I.S.P.E., iar *A. Rothman* este inginer principal la serviciul tehnologic — Trustul electromontaj.

să se scrie toate ecuațiile sau să se facă o formulare completă în care să intervină toate necunoscutele unor probleme complexe.

În consecință, se pune următoarea problemă metodologică : nu este oare posibil a se rezolva problema complexă, pe părți, obținînd în acest fel o reducere esențială a numărului de necunoscute și deci a dimensiunii problemei? Răspunsul la această problemă este afirmativ. Soluția se poate obține prin : descompunerea sistemului în porțiuni mai reduse, rezolvarea acestor porțiuni în mod independent (beneficiind de cele mai multe ori de porțiuni simetrice care nu trebuie rezolvate decît o singură dată) și operarea în cele din urmă a interconexiunii soluțiilor parțiale, determinînd în acest mod soluția sistemului complex.

De la început trebuie de relevat faptul că metoda de rezolvare prin secționare diferă de metoda cunoscută din mecanică care în punctul de secționare introduce forțele și momentele de legătură. În metoda care face obiectul prezentului articol, aceste reacțiuni pe care le vom denumi forțe de legătură sînt neglijate pînă în ultima etapă a calculului, luarea lor în considerare făcîndu-se sub o formă diferită care se va preciza în cele ce urmează. De asemenea, metoda de rezolvare prin secționare nu are ca punct de plecare ecuațiile matematice ale sistemului, această metodă nu operează o divizare a matricei sistemului, ci metoda se aplică sistemului însuși care a generat ecuațiile sau mai precis unui graf sau model geometric al sistemului. Deci nu ecuațiile sînt descompuse, ci însuși sistemul prin intermediul unui model izomorfic al său (este astfel divizat și rezolvat pe porțiuni mai mici). Se menționează, de asemenea, că prin aplicarea metodei de rezolvare prin secționare nu este necesar să se scrie ecuațiile originale ale sistemului complex. Această operație pentru o serie întreagă de probleme poate fi tot așa de complexă ca și rezolvarea ecuațiilor. De altfel, nici ecuațiile finale care dau soluția nu se scriu pentru întregul sistem, ci ele se scriu numai pentru cele n subdiviziuni și în final capătă și rămîn sub o formă factorizată.

Desigur, că pentru a fi eficace este necesar ca numărul de legături tăiate să fie mult mai mic decît numărul total de variabile, deoarece este evident că forțele de legătură care apar în punctele de secționare trebuie să fie și ele rezolvate. Din această cauză o rețea care are, spre exemplu, fiecare nod legat cu celelalte, nu poate fi rezolvată în mod avantajos prin această metodă de secționare în părți.

Aplicarea metodei de secționare este deci avantajoasă în următoarele cazuri :

— sistemul este așa de complicat ca structură, încît chiar scrierea ecuațiilor pentru întregul sistem nu poate fi făcută ;

— ecuațiile sînt numeroase astfel încît scrierea lor, deși apare teoretic posibilă, duce la dificultăți practice legate de manipularea unui număr prea mare de ecuații și necunoscute ;

— calculatorul digital de care se dispune nu are capacitate suficientă pentru a cuprinde întreaga problemă ;

— sistemul rezolvat suferă mici variații și, prin aplicarea metodei de rezolvare prin secționare este posibil să se adopte o ajustare mică analogă a soluțiilor ;

— soluția obținută pentru o anumită diviziune poate fi memorizată și folosită ori de cîte ori se formează, cu diferite subdiviziuni, sisteme mai complexe.

3. Etapele de rezolvare a unui sistem fizic prin metoda secționării

Pentru rezolvarea unui sistem prin metoda secționării este necesar să se dispună de un model topologic (geometric) al sistemului respectiv. De exemplu, pentru o rețea electrică modelul topologic este configurația geometrică a rețelei care indică modul de legătură a liniilor în diverse stații și centrale. Un matematician care se ocupă de programarea problemelor unui sistem energetic pentru un calculator numeric cere totdeauna să nu i se dea decît ecuațiile sistemului sau matricea sistemului. El preferă să neglijeze sistemul fizic care a dat naștere ecuațiilor și nu are în vedere decît ecuațiile. Metoda de rezolvare prin secționare pleacă de la un punct de vedere contrar și inginerul care o aplică nu are nevoie de ecuații, ci de însăși sistemul respectiv figurat prin modelul său geometric.

O primă etapă care trebuie avută în vedere este secționarea sistemului fizic și nu a ecuațiilor sistemului. Logica acestui procedeu este bazată pe faptul că sistemul fizic conține mai multe informații decît ecuațiile privind modul de grupare a necunoscutelor și permite a se ajunge la o rezolvare mai ușoară. Secționarea sistemului fizic nu poate fi pusă în corespondență cu partiționarea matricei sistemului de ecuații, deoarece la partiționarea matricei nu apar „forțe" de legătură, pe cînd la secționarea fizică apar forțe suplimentare de legătură care sînt rezolvate în ultima etapă a metodei. Aceste forțe de legătură au rolul multiplicatorilor Lagrange din mecanică, care ușurează rezolvarea sistemului. Așa cum s-a arătat mai sus, prin forțe de legătură se înțeleg reacțiunile care apar la tăiere și care sînt în cazul unei rețele electrice tensiuni și curenți. Metoda de secționare este dictată de capacitatea calculatorului numeric și nu de natura sistemului fizic pe care se lucrează. După cum s-a menționat, forțele de legătură care apar prin tăiere nu trebuie considerate atunci cînd se rezolvă fiecare subdiviziune în parte, ci ele se consideră la sfîrșit

cînd se calculează rețeaua de interconexiune. Procedînd în acest fel se reduce, pe de o parte, simțitor numărul necunoscutelor, iar pe de altă parte, soluția subdiviziunii poate fi folosită ulterior și pentru alte moduri de legătură a subdiviziunilor; cu alte cuvinte pentru o rețea cu structură diferită.

A doua etapă este rezolvarea fiecăreia dintre cele n subdiviziuni obținute prin secționare sau a unui număr mai mic de n subdiviziuni, dacă unele din ele nu au aceeași formă geometrică.

Fiecare subdiviziune intrînd în capacitatea calculatorului numeric disponibil poate fi rezolvată pe acest calculator. Să presupunem, spre exemplu, că ecuațiile fiecărei diviziuni au forma $I^1 + Y^1 E_1$. Matricea Y^1 poate fi inversată și se poate găsi ecuația $E_1 = Z_1 I^1$ a fiecărei subdiviziuni.

Faptul că aceste subdiviziuni vor fi interconectate ulterior nu are nici o importanță și nici un efect în această etapă a calculului.

A treia etapă de rezolvare constă în construirea și rezolvarea rețelei de interconexiune, adică a unei rețele în care nu apar decît laturile tăiate. Astfel, dacă prima subdiviziune avea, spre exemplu, 8 legături, cu toate celelalte subdiviziuni se desenează cele n subdiviziuni sub forma unor multipoli și se efectuează legăturile între ei (8 legături ale primei subdiviziuni cu toate celelalte $n-1$ subdiviziuni existente etc.), determinîndu-se așa-numita rețea de interconexiune.

Rețeaua de interconexiune reprezintă, cu alte cuvinte, o copie a rețelei inițiale din care nu se mențin distincte decît laturile care au fost inițial îndepărtate pentru a se obține divizarea rețelei inițiale în n subrețele disjuncte. Pentru a înțelege mai ușor modul constructiv, constînd dintr-un proces de asamblare succesivă, care se aplică pentru obținerea imitanței (termen general folosit pentru a defini o mărime fie de natura unei impedanțe, fie de natura unei admitanțe) rețelei de interconexiune, vom face în prealabil următoarea observație. Rețeaua electrică dată poate fi considerată ca un graf topologic care are asociat fiecărei laturi un anumit operator ce este denumit imitanță. Modificările de conexiune pot fi judecate pe graf fără a ține seama de operatorul asociat. Acest operator poate fi asociat la urmă după ce graful a suferit modificările de conexiune conforme cu tăieturile impuse rețelei. Construcția rețelei de interconexiune se face pornind de la rețeaua tăiată.

Transformarea prin matricea de conexiune poate fi considerată ca o transformare de curenți fictivi care sînt axele de referință atașate laturilor. Stabilirea deci a unei relații $I = CI'$ permite aplicarea formulelor de transformare a impedanțelor.

Avem deci n subdiviziuni disjuncte avînd fiecare o anumită matrice $Z_1^{(n)}$. Ansamblul rețelei format din cele n subdiviziuni disjuncte poate fi considerat drept reprezentabil printr-o hipermatrice diagonală avînd drept elemente diagonale matricele $Z_1^{(n)}$. Procedăm deci în felul următor:

a) Determinăm prin juxtapunerea matricelor $Z_1^{(n)}$ hipermatricea Z_1. Remarcăm că fiecare matrice $Z_1^{(n)}$ permite stabilirea unei corespondențe între liniile (coloanele) matricei și numărul nodurilor care intră în componența subrețelei respective. O clarificare este făcută în exemplul din anexa 1. Există deci posibilitatea ca să se identifice nodurile la care s-au operat tăieturi prin identificarea liniilor și coloanelor corespunzătoare ale matricei Z_1. Este evident că această operație poate fi considerată ca o transformare a matricei Z_1 făcută prin intermediul unei matrice de transformare C_1, care are o partiționare diagonală corespunzătoare matricei Z_1 și în care fiecare bloc $C_1^{(n)}$ are elemente cu valoarea 0 în dreptul nodurilor care nu se reține și cu valoarea 1 în dreptul nodurilor tăiate.

Identificarea nodului se face în conformitate cu cele arătate prin determinarea elementului la intersecția liniei și coloanei care sînt în corespondență cu nodul respectiv.

b) Transformarea revine deci la calculul matricei $Z_1' = C_{1t} Z_1 C_1$, care este o hipermatrice diagonală avînd elementele (blocurile) $Z_1'^{(n)}$ corespunzătoare, fiecare, subrețelei n.

Operația care se efectuează în continuare este atașarea legăturilor care marchează punctele unde sînt interconectate diverse rețele. În faza actuală a operației, legăturile nu au atașate impedanțe.

Această operație este realizată prin intermediul matricei C_2 care este o matrice unitate. Se vor introduce astfel curenți fictivi în nodurile de unde au fost eliminate laturi prin tăiere, curenți care sînt identici cu cei ce existau în laturile respective. Se obține deci matricea $Z_2 = C_{2t} Z_1' C_2 = Z_1'$.

c) Următoarea operație care se efectuează este conectarea legăturilor atașate nodurilor în care au fost efectuate tăieturi în scopul refacerii legăturilor tăiate.

Această operație determină rețeaua de interconexiune vidă în care laturile care au fost tăiate sînt reconstituite ca legătură geometrică, dar nu posedă imitanțe. Transformarea este operată de o matrice C_3 care are ca subblocuri matrice unitare pozitive sau negative, după cum curenții incidenți la nodurile unei rețele au același sens sau sens contrar cu curenții din laturi. Transformarea $C_{3t} Z_2 C_t = Z_4'$ determină matricea impedanță a rețelei de interconexiune vidă.

d) Următoarea și ultima operație este asocierea operatorului impedanță la fiecare latură tăiată. Aceasta permite, printr-o modificare numerică a elementelor matricei Z_4, ca să se

obținã matricea impedanță Z_4 și prin inversarea ei matricea admitanță a rețelei de interconexiune Y_4.

Aplicarea succesivă a transformărilor C_1, C_2, C_3 poate fi efectuată într-un singur pas prin intermediul unei matrice de transformare:

$$C = C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 . \qquad (1)$$

Dacă se cunosc matricea C, hipermatricea Z_1 și matricea Y_4, problema rezolvării sistemului dat poate fi considerată soluționată. Într-adevăr, dacă se dorește a se calcula, spre exemplu, matricea tensiunilor între noduri E cînd se cunoaște matricea I a curenților nodali aplicați, atunci ecuația sistemului:

$$E = ZI \qquad (2)$$

se poate scrie sub următoarea formă factorizată [10], [15], [16], [17]:

$$E = (1 - Z_1 C Y_4 C_t) Z_1 I, \qquad (3)$$

care arată în mod evident legătura dintre matricea Z a sistemului și elementele calculate Z_1, C și Y_4.

Un exemplu practic de rezolvare prin secționare este arătat în anexa 1. Metoda de rezolvare prin secționare a fost pusă la punct de G. Kron, iar demonstrația relației (3), care este foarte amplă, va fi făcută într-un articol viitor.

Vom semnala numai că stabilirea ei se bazează pe noțiunea de rețea ortogonală [18], [19] și că formula (3) mai poate fi scrisă și sub forma:

$$E = (Z_1 - Z_2 Y_4 Z_3) Y, \qquad (4)$$

unde:

$Z_2 = Z_1 C$ și $Z_3 = C_t Z_1$ sînt impedanțele mutuale nereciproce între blocul diferitelor subdiviziuni, care au ca hipermatrice pe Z_1 și rețeaua de intersecție cu matrice admitanță Y_4.

Rezultă deci că Z are ca factori impedanțele din modelul alăturat, ale cărui matrice au dimensiuni în corespondență cu partiționarea tabelei 1.

Z_1	Z_2
Z_3	Y_4

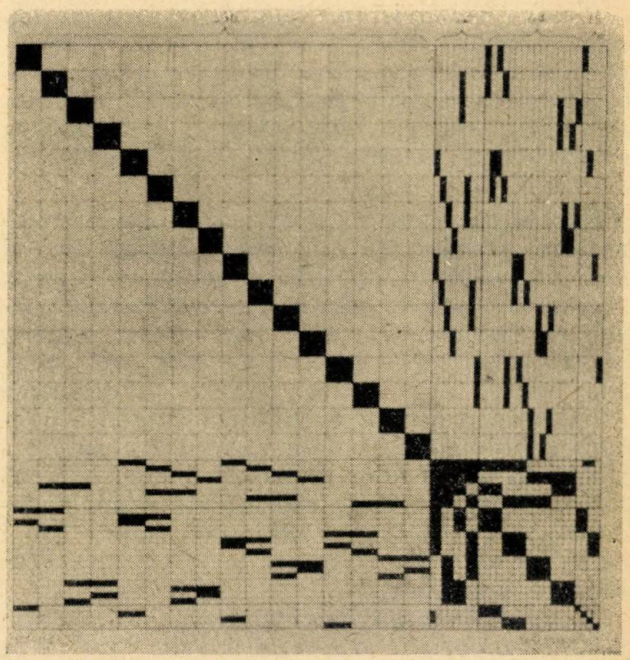
În cazul unei probleme care a necesitat inversiunea unei matrice 256×256 [17] a fost adoptată metoda expusă. În acest scop matricea 256×256 sau mai bine spus modelul electric care conducea la această matrice a fost descompus în 16 subdiviziuni 16×16 și 4 subdiviziuni mici. Dintre cele 16 subdiviziuni numai 4 erau distincte. Rezolvarea celor 16 subdiviziuni de dimensiunea 16×16 a necesitat deci inversiunea numai a patru matrice 16×16, ceea ce a cerut un timp de 1 oră și 10 minute fiecare, determinîndu-se în acest fel hipermatricea Z_1.

Adoptîndu-se procedeul arătat în exemplul din anexa 1 s-a determinat și matricea Z_4 care are 112 linii și coloane.

Tabela ortogonală a matricelor (5) are forma arătată în tabela 1. Această tabelă nu constituie o matrice, dar ne indică dimensiunile lui Z_2, adică 112×256 și a lui Z_3, adică 256×112.

Elementele nenule din tabela 1 sînt în număr de 14400, în timp ce dacă s-ar fi inversat

Tabela 1



direct matricea 256×256, ar fi apărut $256^2 = 65536$ elemente diferite de zero.

Timpul total de lucru al calculatorului pentru problema dată este de ordinul a 15 ore. Inversiunea unei matrice 256×256 folosind, de exemplu, metoda Gauss ar fi necesitat 4800 ore.

Au fost făcute verificări ale preciziei rezultatelor obținute. Astfel, alegîndu-se 64 din cei 256 curenți nodali dați, s-au calculat valorile t.e.m. din ecuația $E = ZI$ și apoi s-au recalculat $I = YE$, folosind ecuația inițială. Rezultatele arată că la valori date cu 8 zecimale, primele 4 zecimale ale celor două serii de date sînt rezultate identice.

Concluzii

Se arată importanța metodei de rezolvare prin secționare. În condițiile existenței numai a unor calculatoare digitale cu capacitate limitată, situație în care ne găsim în prezent, aceasta este unica metodă care permite rezolvarea problemelor complexe pe care le ridică sistemul energetic.

Pentru o interpretare a diacopticii în lumina teoriei grafului se găsesc informații în literatură [20], [21], [22]

ANEXA 1

Fie rețeaua din figura 1.1., care după tăiere devine figura 1.2. Ecuațiile fiecărei subdiviziuni din figura 1.2 sînt :

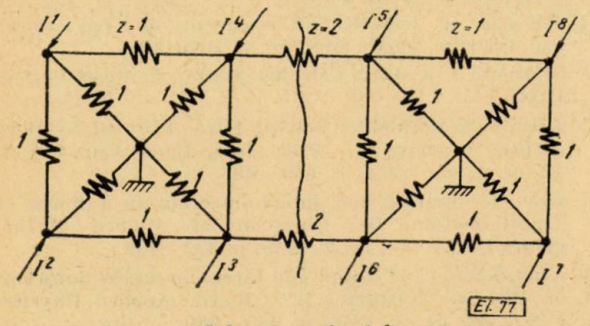


Fig. 1.1. Schema unei rețele oarecare.

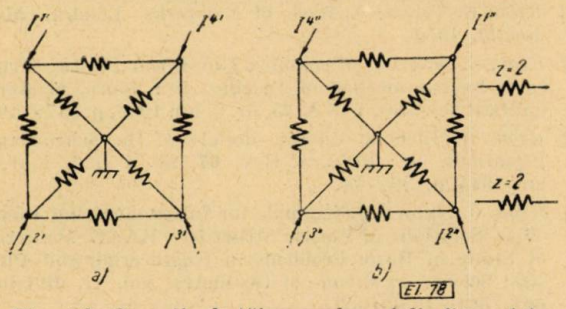


Fig. 1.2. Operația de tăiere a schemei din figura 1.1.

$$I^1 = Y^1 E_1 \text{ sau } \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} 3 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} \times \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Prin inversarea acestei ecuații se obțin :

$$E_1 = Z_1 I^1 \text{ sau } \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{15} \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} 7 & 2 & 2 & 3 \\ 3 & 7 & 3 & 2 \\ 2 & 3 & 7 & 3 \\ 3 & 2 & 3 & 7 \end{bmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}. \quad (1.2)$$

Este evident că a doua subdiviziune nu trebuie rezolvată, deoarece fiind simetrică cu prima are aceeași soluție.

Această matrice este împărțită după axele (liniile și coloanele) la care sînt conectate legăturile tăiate, adică axele 3′ și 4′ în cazul nostru și restul axelor, adică 1′ și 2′, obținîndu-se :

$$Z_1'^{(1)} = Z_1'^{(2)} = \frac{1}{15} \cdot \begin{matrix} & 3' & 4' \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} 7 & 3 \\ 3 & 7 \end{bmatrix} \begin{matrix} 3' \\ 4' \end{matrix},$$

care formează blocurile hipermatricei :

$$Z_1' = \begin{bmatrix} Z_1'^{(1)} & \\ & Z_1'^{(2)} \end{bmatrix}. \quad (1.4)$$

Operația 1 efectuează tocmai transformarea arătată, așa încît avem $Z_1' = C_{1t} Z_1 C_1$, unde :

$$C_1 = \begin{bmatrix} C_1^{(1)} & \\ & C_1^{(2)} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$C_1^{(1)} = C_1^{(2)} = \begin{matrix} & 3'' & 4'' \\ 3' & & \\ 4' & & \end{matrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} 1'1'' \\ 2'2'' \\ 3'3'' \\ 4'4'' \end{matrix}.$$

Operația 2 care reatașează la fiecare subdiviziune direcțiile 5′ și 6′ ale laturilor tăiate se face prin intermediul matricei :

$$C_2 = \begin{bmatrix} C_2^{(1)} & \\ & C_2^{(2)} \end{bmatrix}, \text{ unde } C_2^{(1)} = C_2^{(2)} = \begin{matrix} & 5' & 6' \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} 3' \\ 4' \end{matrix}. \quad (1.6)$$

Operația 3 realizează interconexiunea direcțiilor 5 și 6 prin intermediul matricei de conexiune :

$$C_3 = \begin{bmatrix} C_3^{(1)} \\ \hline C_3^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{matrix} & 5 & 6 \\ \end{matrix} \left[\begin{array}{cc} 1 & \\ & 1 \\ \hline -1 & \\ & -1 \end{array}\right] \begin{matrix} 5' \\ 6' \\ \hline 5'' \\ 6'' \end{matrix}. \quad (1.7)$$

Se vede deci că $C_3^{(1)} = -C_3^{(2)}$.

Figura 1.3 ilustrează grafic semnificația geometrică a operațiilor 1, 2 și 3.

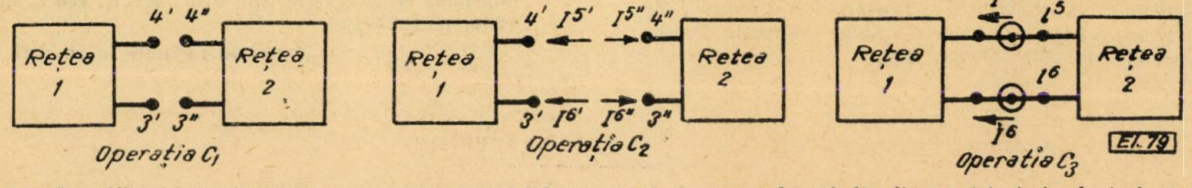


Fig. 1.3. Semnificația geometrică a operațiilor matriciale executate asupra schemei din figura 1.1. (primele trei operații).

Hipermatricea Z_1 are deci forma $Z_1 = \begin{bmatrix} Z_1^{(1)} & \\ & Z_1^{(2)} \end{bmatrix}$, fiind o matrice de ordin 8 cu blocuri $Z_1^{(1)}$ a căror valoare este dată de ecuația (1.2), adică :

$$Z_1^{(1)} = Z_1^{(2)} = \frac{1}{15} \cdot \begin{matrix} & 1' & 2' & 3' & 4' \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} 7 & 3 & 2 & 3 \\ 3 & 7 & 3 & 2 \\ 2 & 3 & 7 & 3 \\ 3 & 2 & 3 & 7 \end{bmatrix} \begin{matrix} 1' \\ 2' \\ 3' \\ 4' \end{matrix}. \quad (1.3)$$

În cazul nostru produsul matricelor $C_2\ C_3 = C_{2.3} = C_3$, deoarece C_2 este o matrice unitate.

Deci $Z_4' = C_{3t}\ Z_1'\ C_3$, unde C_3 este dat de ecuația (1.7) și Z_1' de ecuația (1.4). Se obține :

$$Z_4' = \frac{1}{15} \begin{matrix} & 5 & 6 \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} 14 & 6 \\ 6 & 14 \end{bmatrix} \begin{matrix} 5' \\ 6' \end{matrix}. \quad (1.8)$$

Desigur că Z_4' se poate obține și prin formula :

$$Z_4' = C_t Z_1 C, \quad (1.8)$$

unde Z_1 este dat de ecuația (1.3), iar $C = C_1 \cdot C_2 \cdot C_3$. Matricea C se numește matrice de conexiune rezultantă pentru determinarea rețelei de interconexiune. Indicii verticali ai

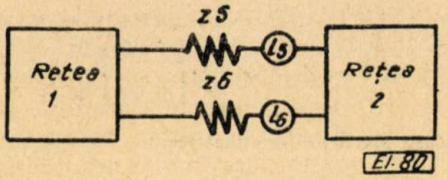


Fig. 1.4. Semnificația geometrică a celei de-a patra operație executată asupra schemei din figura 1.1.

matricei reprezintă toate axele subrețelelor, iar cei orizontali numai axele de tăiere.

$$C = \begin{array}{c} \begin{matrix} 5 & 6 \end{matrix} \\ \left[\begin{array}{cc} & \\ & \\ 1 & \\ & 1 \\ \hline & \\ -1 & \\ & -1 \end{array}\right] \end{array} \begin{array}{l} 1' \\ 2' \\ 3' \\ 4' \\ 1'' \quad (5') \\ 2'' \quad (6') \\ 3'' \quad (7') \\ 4'' \quad (8') \end{array} . \tag{1.10}$$

Operația 4 constă în adăugarea matricei impedanțelor legăturilor tăiate, adică :

$$Z = \begin{array}{c} \begin{matrix} 5 & 6 \end{matrix} \\ \left[\begin{array}{cc} 2 & \\ & 2 \end{array}\right] \end{array} \begin{array}{l} 5 \\ 6 \end{array} = \frac{1}{15} \left[\begin{array}{cc} 30 & \\ & 30 \end{array}\right] \tag{1.11}$$

și deci :

$$Z_4 = Z_4' + Z = \frac{1}{15} \cdot \left[\begin{array}{cc} 44 & 6 \\ 6 & 44 \end{array}\right].$$

Prin inversarea lui Z_4 se obține :

$$Y_4 = Z_4^{-1} = \frac{9}{76} \times \frac{1}{15} \left[\begin{array}{cc} 44 & -6 \\ -6 & 44 \end{array}\right]. \tag{1.12}$$

Figura 1.4 ilustrează semnificația operației 4.

Bibliografie

[1] *Rothman, A.* Teoria circuitului în sens larg. In : Electrotehnica **13**, nr. 1, ian 1965, p. 1—9.

[2] *Hoffmann, B.* Prefață la „Tensors for Circuits", de G. Kron, reimprimarea cărții „Short Course in Tensor Analysis" de către Dover, 1959.

[3] *Meerovici, E. A.* Geometriceskaia teoria elektriceskih tepel. In : Electricestvo, nr. 2, 1947, p. 30—39.

[4] *Miksimovici, N. G.* Lineinie elektriceski, tepi i ih preobrazavaniia GEI, 1961.

[5] *Rothman, A.* Less Known comments on Kron's works (sub tipar, în Matrix and Tensor Quarterly).

[6] *Schouten, J. A.* Ricci Calculus. Berlin, Springer Verlag, 1954.

[7] *Kron, G.* A Method for Solving Large Physical Systems in Easy Stages. In : Proc. Inst. Radio Eng. U.S.A. **42**, nr. 4, apr 1954, p. 680—686.

[8] *Kron, G.* Tearing and Interconnecting an a Form of Transformation. In : Querterly of Applied Mathematics U.S.A. **13**, nr. 2, 1955, p. 147—159.

[9] *Kron, G.* A Set of Principles to Interconnect the Solutions of Physical Systems. In : Journ. Applied Physics, U.S.A. **24**, nr. 8, 1953, p. 965—980.

[10] *Kron, G.* Diakoptics, Londra, Macdonald, 1963.

[11] *Kron, G.* Tensor Analysis of Networks. Londra, Macdonald, 1964.

[12] *Kron, G.* Solution of complex Non-linear Plastic Structures by the method of Tearing. In : Journ. of Aeronautical Sciences, U.S.A. **23**, nr. 6, iun 1956, p. 557—562.

[13] *Kron, G.* Electric Circuit Models of the Schrödinger Equations. In : Physical Rev. **67**, nr. 1 și 2, 1 și 15 ian 1945, p. 39—43.

[14] *Kron, G.* Numerical Example for Interconnecting Piece-Wise Solutions of Elastic Structure. RAAG Memories of Study of Basic Problems in Engineering and Physical Science by means of Geometry, vol. II, division, pag. 389—403, 1958.

[15] *Kron, G.* Improved Procedures for Interconnecting Piece-Wire Solutions of Elastic Structure. In : Journ. Franklin Institute **262**, nr. 5, nov 1956, p. 385—392.

[16] *Kron, G.* Detailed Example of Interconnecting Piece-Wise Solutions. In : Journ. Franklin Institute **259**, 1955, p. 307—333.

[17] *Kron, G.* Inverting a 256 × 256 Matrix. In : Engineering **178**, nr. 11, martie 1955, p. 309—312.

[18] *Happ, H. H.* Orthogonal Networks IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, paper 31 TP 65—657 (în curs de apariție).

[19] *Rothman, A.* Discussion of 31 TP 65—657. Ibidem.

[20] *Stewart, K. L.* Some notes an the theory of diakoptics. In : Matrix and Tensor Quarterly **15**, nr. 2, dec 1964, p. 42—51 ; **16**, nr. 3, martie 1965, p. 84—93.

[21] *Branin, F. H.* The relation between Kron's method and the classical Methods of Networks Analysis. In : I.R.E. Wesconsin Record 1953, part. 2, p. 3.

[22] *Onodera, R.* A new approach to Kron's method of analysing large system. In : Proc. I.E.E. **108** C, nr. 13, 1961, p. 122—129.

Intrat în redacție la 26. VII. 1965

Ecuaţiile maşinilor magnetohidrodinamice

Andrei Nicolaide* — Braşov

CZ 537.525 : 338.67 : 532.5 : 621.313.12

În magnetohidrodinamică, denumită prescurtat MHD, se studiază mişcarea unui fluid conductor într-un cîmp magnetic. În fluidul în mişcare în cîmpul magnetic se induc curenţi care modifică cîmpul magnetic, iar interacţiunea între cîmpul magnetic şi curenţi modifică mişcarea fluidului. În magnetohidrodinamică, fluidul în mişcare poate fi un metal lichid sau un gaz ionizat. Studiul acestor fluide în cîmpul magnetic stă la baza teoriei maşinilor magnetohidrodinamice denumite maşini MHD. Aceste maşini pot fi generatoare de energie electrică sub formă de curent continuu sau de curent alternativ sau motoare. Motoarele MHD sînt pompele electromagnetice de metal lichid şi motoarele reactive pentru rachete şi nave cosmice.

Principalele aplicaţii ale MHD au fost iniţial în astronomie şi geofizică (studiul cîmpului magnetic terestru, studiul cîmpurilor magnetice stelare etc.). S-au publicat numeroase lucrări ample asupra cercetărilor teoretice şi experimentale în domeniul MHD, cum sînt [4]—[16]. În lucrarea de faţă se urmăreşte să se expună elementele de bază din MHD necesare studiului generatoarelor şi motoarelor MHD.

1. Ecuaţiile generale ale magnetohidrodinamicii

Ecuaţiile magnetohidrodinamicii în cazul lichidelor conductoare rezultă din ecuaţiile electrodinamicii şi ale hidrodinamicii. Ecuaţiile electrodinamicii pentru medii în mişcare se studiază în teoria cîmpului electromagnetic [2], [3].

Se va presupune că nu intervin oscilaţii de înaltă frecvenţă, deci se va considera regimul cvasistaţionar şi, prin urmare, se vor neglija curenţii de deplasare. Se va presupune fluidul magnetic, deci $\mu_r = 1$. Notaţiile sînt cele obişnuite. Pentru mai multă claritate au fost reunite explicaţiile pentru toate notaţiile la sfîrşitul articolului.

Legea circuitului magnetic şi legea conservării sarcinii electrice dau:

$$\begin{aligned} \text{rot } \boldsymbol{H} &= \boldsymbol{J}; \\ \text{div } \boldsymbol{J} &= 0. \end{aligned} \tag{1}$$

Legea inducţiei electromagnetice şi legea fluxului magnetic într-un sistem de referinţă fix dau:

$$\text{rot } \boldsymbol{E} = -\mu \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t}, \tag{2}$$

$$\text{div } \boldsymbol{H} = 0. \tag{3}$$

Intensitatea cîmpului electric într-un punct oarecare al fluidului într-un sistem de referinţă antrenat o dată cu fluidul cu viteza $\boldsymbol{v}$ este $\boldsymbol{E}'$, iar în acelaşi punct, dar în sistemul de referinţă fix este $\boldsymbol{E}$. Cei doi vectori sînt legaţi prin relaţia:

$$\boldsymbol{E}' = \boldsymbol{E} + \mu \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{H},$$

unde $\boldsymbol{v}$ este viteza fluidului în raport cu sistemul de referinţă fix. Vectorul $\boldsymbol{E}$ reprezintă raportul dintre forţa care acţionează asupra unei sarcini imobile şi valoarea acelei sarcini. Vectorul $\boldsymbol{E}'$ reprezintă raportul dintre forţa care acţionează asupra unei sarcini antrenate o dată cu materia cu viteza $\boldsymbol{v}$ şi valoarea acelei sarcini. Vectorul $\boldsymbol{B}$ este numeric egal cu fluxul de inducţie magnetică prin unitatea de suprafaţă, de asemenea, imobilă.

Legea lui Ohm este:

$$\boldsymbol{J} = \sigma \boldsymbol{E}';$$

sau înlocuind pe $\boldsymbol{E}'$;

$$\boldsymbol{J} = \sigma (\boldsymbol{E} + \mu \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{H}). \tag{4}$$

Ecuaţia continuităţii fluidului este:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \text{div } (\rho \boldsymbol{v}) = 0, \tag{5}$$

unde ρ este masa specifică a fluidului.

Forţa de origine electromagnetică, care acţionează asupra fluidului din unitatea de volum, este:

$$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{B} \tag{6}$$

sau înlocuind pe $\boldsymbol{J}$ cu expresia dată de relaţia (4):

$$\boldsymbol{F} = \sigma (\boldsymbol{E} + \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}) \times \boldsymbol{B}. \tag{7}$$

Se va nota cu $\boldsymbol{F}'$ forţa de altă natură, care acţionează asupra fluidului din unitatea de volum.

Forţa de viscozitate corespunzătoare unităţii de volum este dată de relaţia cunoscută din hidrodinamică:

$$\boldsymbol{F}_\nu = \rho \nu \nabla^2 \boldsymbol{v}, \tag{8}$$

unde ν este viscozitatea cinematică.

Din ecuaţia generală a mişcării fluidului (ecuaţia Navier-Stokes) rezultă:

$$\rho \frac{d\boldsymbol{v}}{dt} = -\text{grad } p + \rho \boldsymbol{g} + \boldsymbol{F}_\nu + \boldsymbol{F} + \boldsymbol{F}', \tag{9}$$

unde $\boldsymbol{g}$ este acceleraţia gravităţii, iar $\frac{d}{dt}$ este derivata substanţială, adică:

$$\frac{d\boldsymbol{v}}{dt} = \frac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial t} + (\boldsymbol{v} \cdot \nabla) \boldsymbol{v}. \tag{10}$$

* Dr. ing. *Andrei Nicolaide* este conferenţiar la Institutul politehnic — Braşov.

Suma $\rho \boldsymbol{g} + \boldsymbol{F}'$ reprezintă suma forțelor exterioare care acționează asupra fluidului din unitatea de volum. Dacă singura forță exterioară este gravitatea, atunci $\boldsymbol{F}' = 0$.

La ecuațiile de mai sus, în cazul lichidelor compresibile sau al gazelor, trebuie adăugată ecuația termică:

$$\rho V \mathrm{d}U = -p\,\mathrm{d}V + V\varepsilon\,\mathrm{d}t, \qquad (11)$$

care exprimă că creșterea de energie ($\rho V \mathrm{d}U$) corespunzătoare fluidului dintr-un volum V este egală cu diferența dintre cei doi termeni:

a) energia primită în volumul V prin conducție termică viscozitate și efect termic al curenților ($\varepsilon\,\mathrm{d}t$) și

b) energia cedată ca urmare a lucrului mecanic efectuat de fluid ($p\mathrm{d}V$). Mărimea U este densitatea de energie corespunzătoare unității de masă, iar ε, densitatea de volum a puterii primite.

Din legea conservării masei rezultă:

$$(\rho + \mathrm{d}\rho)(V + \mathrm{d}V) = \rho V,$$

deci:

$$\mathrm{d}V = -V\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho}. \qquad (12)$$

Din relațiile (11) și (12) rezultă:

$$\rho \mathrm{d}U = -\frac{p}{\rho}\mathrm{d}\rho + \varepsilon\,\mathrm{d}t$$

sau:

$$\rho\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}t} = -\frac{p}{\rho}\frac{\mathrm{d}\rho}{\mathrm{d}t} + \varepsilon, \qquad (13)$$

unde $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$ este, ca și mai sus în cazul general, derivată substanțială. Dacă se presupune ε determinat numai de căldura primită prin conductibilitate se poate scrie:

$$\int_V \varepsilon\,\mathrm{d}V = \int_{\Sigma_V} \lambda\,\mathrm{grad}\,\theta\,\mathrm{d}\boldsymbol{S} = \int_V \lambda\,\mathrm{div}\,\mathrm{grad}\,\theta\,\mathrm{d}V;$$

deci:

$$\varepsilon = \lambda\nabla^2\theta;$$

sau:

$$\varepsilon = \lambda\nabla^2 T,$$

unde T este temperatura absolută, iar λ, conductivitatea termică.

Ecuațiile magnetohidrodinamicii sînt ecuațiile (1), (2), (3), (5), (9), (13). Se vor reuni mai jos:

$$\mathrm{rot}\,\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} \quad (\mathrm{I}) \qquad \mathrm{rot}\,\boldsymbol{E} = -\mu\frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t} \quad (\mathrm{III})$$

$$\mathrm{div}\,\boldsymbol{J} = 0 \quad (\mathrm{II}) \qquad \mathrm{div}\,\boldsymbol{H} = 0 \quad (\mathrm{IV})$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \mathrm{div}\,(\rho \boldsymbol{v}) = 0 \quad (\mathrm{V})$$

$$\rho\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t} = -\,\mathrm{grad}\,p + \rho\boldsymbol{g} + \boldsymbol{F}_v + \boldsymbol{F} + \boldsymbol{F}' \quad (\mathrm{VI})$$

$$\rho\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}t} = -\frac{p}{\rho}\frac{\mathrm{d}\rho}{\mathrm{d}t} + \varepsilon. \quad (\mathrm{VII})$$

În cazul cînd fluidul este un metal lichid (mercur, sodiu, cesiu), conductivitatea lui nu diferă mult de aceea a conductoarelor des folosite în electrotehnică (cupru, aluminiu). Pentru studiul mașinilor MHD cu metal lichid, ecuațiile sub forma de mai sus pot fi aplicate direct și studiul nu prezintă dificultăți deosebite. La mașinile MHD, la care fluidul este un gaz ionizat, situația este mai dificilă, deoarece conductivitatea gazului ionizat este mult mai mică, depinde foarte mult de temperatură și, în plus, legea lui Ohm sub forma $\boldsymbol{J} = \sigma\boldsymbol{E}$ nu mai este valabilă. De aceea problema gazelor ionizate se va considera separat.

2. Considerații generale asupra ecuațiilor magnetohidrodinamicii

Din ecuațiile (I), (III) și (IV) pentru fluide avînd aceeași conductivitate σ în toate punctele se obține:

$$\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} = \mathrm{rot}\,(\boldsymbol{v}\times\boldsymbol{B}) + \eta\nabla^2\boldsymbol{B}; \qquad (14)$$

unde:

$$\eta = (\mu\sigma)^{-1}. \qquad (15)$$

Coeficientul η se numește difuzivitate magnetică. Se vor examina două cazuri: a) mediul (fluidul) este în repaus, iar conductivitatea are o valoare finită; b) mediul (fluidul) este în mișcare, iar conductivitatea are o valoare infinită. Dacă fluidul este în repaus, iar σ este finit, ecuația (15) devine:

$$\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} = \eta\nabla^2\boldsymbol{B}, \qquad (16)$$

care este o ecuație de difuzie. Dacă fluidul este în mișcare, iar σ este infinit, ecuația (14) devine:

$$\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} = \mathrm{rot}\,(\boldsymbol{v}\times\boldsymbol{B}). \qquad (17)$$

În primul caz (a), ecuația (16) arată că inducția magnetică „se scurge" dintr-un punct în altul al cîmpului. Ordinul de mărime al timpului „de scurgere" rezultă din ecuația de dimensiuni. Dacă L este o lungime de ordinul de mărime al dimensiunilor cîmpului, iar T, ordinul de mărime al timpului de scurgere, se poate scrie:

$$\frac{1}{T} = \eta L^{-2};$$

deci:

$$T = \eta^{-1}L^2 = \mu\sigma L^2. \qquad (18)$$

Timpul exact „de scurgere" se poate deduce folosind studiile existente realizate în lucrarea [1] asupra ecuației de difuzie.

În al doilea caz (b), ecuația (16), care are aceeași formă cu ecuația vîrtejului din teoria

scurgerii fluidelor ideale, arată că $\boldsymbol{B}$ variază într-un punct ca și cum liniile de cîmp ar fi antrenate de mediu, astfel încît fluxul să rămînă constant prin orice suprafață. În adevăr, variația fluxului printr-o suprafață care se sprijină pe o curbă Γ, antrenată de mediul în mișcare, este :

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{\Sigma_\Gamma} \boldsymbol{B}\cdot\mathrm{d}\boldsymbol{S} = \int_{\Sigma_\Gamma}\left[\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} - \mathrm{rot}\,(\boldsymbol{v}\times\boldsymbol{B})\right]\cdot\mathrm{d}\boldsymbol{S}. \tag{19}$$

Din ecuațiile (17) și (19) rezultă :

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = 0$$

sau :

$$\Phi = \text{constant} \tag{20}$$

prin orice suprafață Σ_Γ antrenată de mediul în mișcare. Din acest motiv se spune că liniile de inducție sînt „înghețate" în substanță (în fluid).

Se va nota cu L o lungime de ordinul dimensiunilor cîmpului, iar cu v, o viteză de ordinul vitezei de deplasare a mediului. Condiția ca ecuația (14) să dea ecuația (17) este ca primul termen din membrul al doilea al ecuației (14) să fie mult mai mare decît al doilea termen. Din ecuația de dimensiuni rezultă că trebuie să existe relația :

$$\frac{1}{L}\,v \gg \eta\, L^{-2}$$

sau :

$$\frac{L\,v}{\eta} \gg 1. \tag{21}$$

Se va nota :

$$R_M = \frac{L\,v}{\eta} \tag{22}$$

numărul lui Reynolds magnetic prin analogie cu numărul lui Reynolds din hidrodinamică. Cu notația (22), condiția (21) se poate scrie :

$$R_M \gg 1. \tag{23}$$

Condiția (23) nu este realizată experimental decît în situații excepționale, deoarece parametrii din expresia (22) nu au valori convenabile (pentru mercur η are ordinul de mărime $8 \cdot 10^3$ cm^2/s). Condiția (23) este însă realizată în mod general în substanța stelară. În soare, de exemplu, η variază de la 10^8 cm^2/s, în fotosferă pînă la 10^2 cm^2/s în centru ; L este de ordinul 10^8 cm, iar v, de ordinul 10^5 cm. Deci în timp ce în substanțele cosmice liniile de inducție se deplasează foarte încet față de substanță, și pot fi considerate „înghețate", în condițiile experimentale totdeauna liniile de inducție se deplasează repede în raport cu substanța. De aceea, în condițiile experimentale și deci în mașinile MHD curenții din fluid sînt determinați, în special, de conductivitate și de forțele de natură electromagnetică.

3. Aplicarea ecuațiilor MHD pentru gaze ionizate

3.1. Gaz parțial ionizat

După cum s-a arătat la paragraful 1, aplicarea ecuațiilor MHD la studiul gazelor ionizate necesită o examinare specială. Elementele caracteristice care complică studiul sînt : a) conductivitatea electrică foarte mică a gazului ionizat comparativ cu aceea a conductoarelor uzuale ; b) dependența acestei conductivități în mod pronunțat de temperatură și presiune ; c) legea lui Ohm sub forma $\boldsymbol{J} = \sigma\boldsymbol{E}$ nu mai este valabilă. Două categorii de efecte sînt esențiale :

a) În gazele ionizate pot apărea curenți electrici datorită difuziei relative a ionilor pozitivi și electronilor, produsă de forțe de natură neelectrică, de exemplu, sub acțiunea presiunii gazului.

b) Între două ciocniri consecutive, o particulă de masă m și de sarcină electrică e descrie într-un cîmp magnetic uniform o curbă în formă de elice în jurul liniilor de inducție. După cum se știe, proiecția unei astfel de mișcări pe un plan normal pe liniile de inducție este o mișcare circulară uniformă, cu viteza unghiulară $\frac{e\,\mu\,H}{m}$.

Se va considera gazul ionizat parțial astfel încît conține în fiecare unitate de volum electroni, ioni pozitivi și atomi neutri.

Pentru a aplica ecuațiile MHD pentru un gaz ionizat, se va studia mai întîi mișcarea particulelor gazului pentru a găsi forțele care acționează asupra substanței din unitatea de volum a gazului. Se notează numărul de electroni, ioni pozitivi, atomi neutri și vitezele lor conform notațiilor din tabela de la sfîrșitul articolului. De asemenea, se notează masa particulelor, timpul dintre două ciocniri și sarcina electronului după cum se indică în aceeași tabelă. Se va presupune că interacțiunea între gazul ionic și gazul electronic poate fi reprezentată printr-o forță continuă.

3.2. Ecuația mișcării electronilor

Cu notațiile adoptate, și ținînd seamă că masa electronului este neglijabilă față de masa ionilor sau atomilor neutri, se poate scrie aplicînd teorema centrului de greutate pentru masa unității de volum a gazului ionizat :

$$n_a\, m\, \boldsymbol{v}_a + n\, m\, \boldsymbol{v}_i = (n + n_a)\, m\, \boldsymbol{v}.$$

Deci :

$$\boldsymbol{v}_a = \left(1 + \frac{n}{n_a}\right)\boldsymbol{v} - \frac{n}{n_a}\,\boldsymbol{v}_i, \tag{24}$$

unde:

$$\boldsymbol{v}_a = \boldsymbol{v}_{2a}.$$

Dar:

$$\boldsymbol{v}_i = \boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i$$

și rezultă:

$$\boldsymbol{v}_a = \boldsymbol{v}_{2a} = \boldsymbol{v} - \frac{n}{n_a}\boldsymbol{V}_i.$$

Din teorema impulsului aplicată pentru un electron, $\frac{1}{n}\boldsymbol{F}_{ei}$ fiind forța medie care acționează asupra electronului datorită ciocnirii cu un ion pozitiv, se obține:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(m_e \boldsymbol{v}_e) = \frac{1}{n}\boldsymbol{F}_{ei};$$

deci:

$$\boldsymbol{F}_{ei} = (nm_e \boldsymbol{v}_{2i} - nm_e \boldsymbol{v}_{1i})\frac{1}{\tau_{ei}}.$$

Viteza v_{2i} a electronilor după ciocnire se poate considera egală cu viteza ionilor pozitivi, care au o masă mult mai mare. Viteza electronilor înainte de ciocnire este:

$$\boldsymbol{v}_{1i} = \boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i + \boldsymbol{V}_e.$$

Deci:

$$\boldsymbol{F}_{ei} = [nm_e(\boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i) - nm_e(\boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i + \boldsymbol{V}_e)]\tau_{ei}^{-1}.$$

Rezultă că forța care acționează asupra electronilor din unitatea de volum, ca urmare a ciocnirilor electronilor cu ionii pozitivi, este:

$$\boldsymbol{F}_{ei} = -nm_e \boldsymbol{V}_e \tau_{ei}^{-1}. \tag{25}$$

De asemenea, din teorema impulsului aplicată pentru un electron, $\frac{1}{n}\boldsymbol{F}_{ea}$ fiind forța medie care acționează asupra electronului datorită ciocnirii cu un atom neutru, rezultă:

$$\boldsymbol{F}_{ea} = nm_e(\boldsymbol{v}_{2a} - \boldsymbol{v}_{1a})\tau_{ea}^{-1}. \tag{26}$$

Dar viteza $\boldsymbol{v}_{2a}$ a electronilor după ciocnire se poate considera egală cu viteza atomilor neutri care au o masă mult mai mare. Viteza electronilor înainte de ciocnire, în raport cu sistemul de referință fix, este:

$$\boldsymbol{v}_{1a} = \boldsymbol{v}_{1i} = \boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i + \boldsymbol{V}_e.$$

Deci conform relației (25):

$$\boldsymbol{v}_{2a} - \boldsymbol{v}_{1a} = \left(\boldsymbol{v} - \frac{n}{n_a}\boldsymbol{V}_i\right) - (\boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i + \boldsymbol{V}_e) =$$

$$= -\left[\boldsymbol{V}_e + \left(1 + \frac{n}{n_a}\right)\boldsymbol{V}_i\right]. \tag{27}$$

Din relațiile (26) și (27) rezultă că forța care acționează asupra electronilor din unitatea de volum, ca urmare a ciocnirilor electronilor cu atomii neutri, este:

$$\boldsymbol{F}_{ea} = -nm_e\left[\boldsymbol{V}_e + \left(1 + \frac{n}{n_a}\right)\boldsymbol{V}_i\right]\tau_{ea}^{-1}.$$

Deci forța $\boldsymbol{F}'$ din ecuația (VI), aplicată fluidului electronic, este:

$$\boldsymbol{F}'_e = \boldsymbol{F}_{ei} + \boldsymbol{F}_{ea}.$$

Forța $\boldsymbol{F}$ din ecuația (VI), care reprezintă forța de natură electromagnetică, este în același caz:

$$\boldsymbol{F} = -ne[\boldsymbol{E}' + \mu(\boldsymbol{V}_e + \boldsymbol{V}_i) \times \boldsymbol{H}],$$

unde $\boldsymbol{E}'$ este intensitatea cîmpului electric ($\boldsymbol{E}' = \boldsymbol{E} + \mu \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{H}$) în raport cu un sistem de referință care se deplasează cu viteza $\boldsymbol{v}$ a masei totale a gazului, iar $\boldsymbol{V}_e + \boldsymbol{V}_i$ este viteza relativă a electronilor în raport cu acest sistem de referință. Masa specifică a fluidului electronic este mică, $\rho \approx 0$. Sub acțiunea forțelor, care acționează asupra electronului are loc accelerarea electronului. Inerția electronului fiind foarte mică, se poate admite că suma forțelor care acționează asupra electronului este nulă. Deci ecuația mișcării pentru o unitate de volum a fluidului electronic, dedusă din ecuația (VI), este:

$$0 = -\operatorname{grad} p_e - ne[\boldsymbol{E}' + \mu(\boldsymbol{V}_e + \boldsymbol{V}_i) \times \boldsymbol{H}] -$$

$$-nm_e \boldsymbol{V}_e \tau_{ei}^{-1} - nm_e\left[\boldsymbol{V}_e + \left(1 + \frac{n}{n_a}\right)\boldsymbol{V}_i\right]\tau_{ea}^{-1}. \tag{28}$$

Se notează:

$$\boldsymbol{J} = -ne\boldsymbol{V}_e \tag{29a}$$

$$\boldsymbol{J}_i = ne\boldsymbol{V}_i \tag{29b}$$

$$\omega = \frac{e\mu H}{m_e}. \tag{30}$$

Este util de reamintit că între două ciocniri, o particulă de masă m și de sarcină e descrie, într-un cîmp magnetic omogen de intensitate H, o elice în jurul liniilor de cîmp magnetic. Proiecția acestei mișcări pe un plan perpendicular pe liniile de cîmp magnetic este o mișcare circulară uniformă cu viteza unghiulară $\frac{e\mu H}{m}$.

Cu notațiile (29), (30), ecuația (28) devine:

$$0 = -\operatorname{grad} p_e - ne\boldsymbol{E}' + \mu(\boldsymbol{J} - \boldsymbol{J}_i) \times \boldsymbol{H} +$$

$$+\mu(\omega\tau_{ei})^{-1} H\boldsymbol{J} + \mu(\omega\tau_{ea})^{-1} H\left[\boldsymbol{J} - \left(1 + \frac{n}{n_a}\right)\boldsymbol{J}_i\right]. \tag{31}$$

Se notează, de asemenea:

$$k = (\omega\tau_{ei})^{-1} \tag{32}$$

$$k_e = (\omega\tau_{ea})^{-1} \tag{33}$$

$$1 + \frac{n}{n_a} = f^{-1}. \tag{34}$$

Cu notațiile (32), (33), (34), ecuația (31) devine :

$$0 = -\operatorname{grad} p_e - n e \boldsymbol{E}' + \mu (\boldsymbol{J} - \boldsymbol{J}_i) \times \boldsymbol{H} + \\ + \mu (k + k_e) H \boldsymbol{J} - \mu k_e f^{-1} H \boldsymbol{J}_i, \quad (35)$$

care reprezintă ecuația mișcării electronilor gazului parțial ionizat.

3.3. Ecuația mișcării ionilor pozitivi

Ca urmare a ciocnirii ionilor pozitivi cu electronii apare forța :

$$\boldsymbol{F}_{ie} = n m_e \boldsymbol{V}_e \tau_{ie}^{-1} \quad (36)$$

pe unitatea de volum, care este de semn contrar cu forța $\boldsymbol{F}_{ei}$, adică :

$$\boldsymbol{F}_{ie} = -\boldsymbol{F}_{ei}.$$

Din teorema centrului de greutate aplicată pentru un ion și un atom rezultă :

$$m_i (\boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i) + m_a \boldsymbol{v}_a = (m_i + m_a) \boldsymbol{v}_f,$$

unde $\boldsymbol{v}_f$ este viteza după ciocnire a ionului și a atomului neutru. Astfel, deoarece ($m_i = m_a = m$), rezultă viteza ionului după ciocnire :

$$\boldsymbol{v}_f = \frac{1}{2} (\boldsymbol{v} + \boldsymbol{v}_a + \boldsymbol{V}_i).$$

Înainte de ciocnire, viteza ionului este $\boldsymbol{v}_i = \boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i$, iar viteza atomului neutru este $\boldsymbol{v}_a$. Din teorema impulsului rezultă că forța care acționează asupra ionilor din unitatea de volum, ca urmare a ciocnirilor ionilor pozitivi cu atomii neutri, este :

$$\boldsymbol{F}_{ia} = n m (\boldsymbol{v}_f - \boldsymbol{v}_i) \tau_{ia}^{-1}.$$

Înlocuind expresiile lui $\boldsymbol{v}_f$ și $\boldsymbol{v}_i$ rezultă :

$$\boldsymbol{F}_{ia} = -\frac{1}{2} n m \left(1 + \frac{n}{n_a}\right) \boldsymbol{V}_i \tau_{ia}^{-1}. \quad (37)$$

Deci forța $\boldsymbol{F}'$ din ecuația (VI), aplicată fluidului ionic, este :

$$\boldsymbol{F}_i' = \boldsymbol{F}_{ie} + \boldsymbol{F}_{ia} = n m_e \boldsymbol{V}_e \tau_{ei}^{-1} - \\ - \frac{1}{2} n m \left(1 + \frac{n}{n_a}\right) \boldsymbol{V}_i \tau_{ia}^{-1}.$$

Forța $\boldsymbol{F}$ din ecuația (VI), care reprezintă forța de natură electromagnetică, în cazul ionilor pozitivi, este :

$$\boldsymbol{F} = n e [\boldsymbol{E}' + \mu (\boldsymbol{V}_e + \boldsymbol{V}_i) \times \boldsymbol{H}].$$

Viteza ionilor pozitivi în raport cu sistemul de referință fix este $\boldsymbol{v} + \boldsymbol{V}_i \approx \boldsymbol{v}$, deoarece $\boldsymbol{V}_i \ll \boldsymbol{v}$. Înlocuind valorile corespunzătoare în ecuația (VI), se obține ecuația mișcării ionilor pozitivi :

$$\rho_i \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t} = -\operatorname{grad} p_i + \rho_i \boldsymbol{g} + n e (\boldsymbol{E}' + \mu \boldsymbol{V}_i \times \boldsymbol{H}) + \\ + n m_e \boldsymbol{V}_e \tau_{ie}^{-1} - \frac{1}{2} n m_e \boldsymbol{V}_i \left(1 + \frac{n}{n_a}\right) \tau_{ia}^{-1}. \quad (38)$$

Se vor folosi notațiile (29), (30), (32), (33), (34) și, în plus,

$$\omega_i = \frac{e \mu H}{m}; \quad (39)$$

$$k_i = (2 \omega_i \tau_{ia})^{-1} \quad (40)$$

Cu aceste notații, ecuația (38) devine :

$$\rho_i \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t} = -\operatorname{grad} p_i + \rho_i \boldsymbol{g} + n e \boldsymbol{E}' + \\ + \mu \boldsymbol{J}_i \times \boldsymbol{H} - \mu k H \boldsymbol{J} - \mu k_i f^{-1} H \boldsymbol{J}_i. \quad (41)$$

Masa specifică a fluidului este :

$$\rho = n_a m + n m = (n + n_a) m,$$

iar masa specifică a fluidului ionic fiind ρ_i, se poate scrie :

$$\frac{\rho_i}{\rho} = \frac{n}{n + n_a} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{n}{n_a}} = 1 - f. \quad (42)$$

Cu notațiile (34) și (42), ecuația (41) devine :

$$(1 - f) \rho \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t} = -\operatorname{grad} p_i + (1 - f) \rho \boldsymbol{g} + \\ + n e \boldsymbol{E}' + \mu \boldsymbol{J}_i \times \boldsymbol{H} - \mu k H \boldsymbol{J} - \mu k_i f^{-1} H \boldsymbol{J}_i, \quad (43)$$

care reprezintă ecuația mișcării ionilor gazului parțial ionizat.

3.4. Ecuația mișcării gazului în ansamblu

Ecuația mișcării fluidului electronic este ecuația (35), iar ecuația mișcării fluidului ionic pozitiv este ecuația (43). Ecuația mișcării gazului în ansamblu este dată de relația (VI) :

$$\rho \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t} = -\operatorname{grad} p + \rho \boldsymbol{g} + \mu \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{H}. \quad (44)$$

Eliminînd pe $\boldsymbol{J}_i$ între ecuațiile (35) și (43) se obține :

$$(1 - f) \rho \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t} = -\operatorname{grad} (p_e + p_i) + (1 - f) \rho \boldsymbol{g} + \\ + \mu \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{H} + \mu \boldsymbol{J} k_e H \boldsymbol{J} - \mu (k_e + k_i) f^{-1} H \boldsymbol{J}_i. \quad (45)$$

Eliminînd pe $\frac{d\boldsymbol{v}}{dt}$ între ecuațiile (44) și (45) rezultă :

$$(k_e + k_i) f^{-1} H \boldsymbol{J}_i = -\frac{1}{\mu} \operatorname{grad} [p_e + \\ + p_i - (1-f)\, p] + f \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{H} + k_e H \boldsymbol{J}. \quad (46)$$

Presiunea fluidului electronic este proporțională cu numărul de electroni, iar presiunea fluidului ionic este proporțională cu numărul de ioni.

Numărul electronilor fiind egal cu numărul ionilor rezultă :

$$p_i = Kn\,; \qquad p_e = p_i\,, \quad (47)$$

unde K este o constantă de proporționalitate.

Presiunea fluidului atomic este :

$$p = Kn_a\,.$$

Presiunea totală a fluidului este :

$$p = p_i + p_e + p = K(2n + n_a).$$

Rezultă :

$$\frac{p_i}{p} = \frac{1}{2 + \frac{n_a}{n}}. \quad (48)$$

Cu notațiile (34) și (47) relația (48) dă :

$$p = \frac{2-f}{1-f}\, p_e. \quad (49)$$

Înlocuind în ecuația (46) expresiile (48) și (49) rezultă :

$$(k_e + k_i) f^{-1} H \boldsymbol{J}_i = -\frac{f}{\mu} \operatorname{grad} p_e + f \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{H} + k_e H \boldsymbol{J}. \quad (50)$$

Eliminînd pe $\boldsymbol{J}_i$ între ecuațiile (35) și (50), rezultă :

$$n e \boldsymbol{E}' + (1 - f\beta)\, n e \boldsymbol{E}_e = \mu (k + \beta k_i) H \boldsymbol{J} + \\ + \mu (1 - 2f\beta) \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{H} + f^2 H^{-1} (k_e + k_i)^{-1} [n e \boldsymbol{E}_e \times \\ \times \boldsymbol{H} - \mu (\boldsymbol{J} \times \boldsymbol{H}) \times \boldsymbol{H}], \quad (51)$$

unde s-a notat :

$$\beta = \frac{k_e}{k_i + k_e} \quad (52)$$

$$\boldsymbol{E}_e = \frac{1}{n e} \operatorname{grad} p_e\,. \quad (53)$$

După cum rezultă ușor, $\boldsymbol{E}_e$ reprezintă un cîmp electric imprimat datorită variației presiunii gazului electronic.

Într-un gaz ionizat pot apărea curenți nu numai sub acțiunea unui cîmp electric, dar și ca urmare a difuziei relative a ionilor pozitivi și a electronilor sub acțiunea forțelor neelectrice, de exemplu, a presiunii gazului. Astfel, electronii a căror agitație termică este mai mare tind să se separe de ioni. Această concluzie rezultă și din ecuația (51). De obicei, $k_e \ll k_i$, deoarece conform relațiilor (33) și (40) :

$$\frac{k_e}{k_i} = \frac{2\omega_i\, \tau_{ia}}{2\omega_e\, \tau_{ea}}$$

și $m_e \ll m_i$.

Ecuația (51) are un rol deosebit de important în magnetohidrodinamica gazelor ionizate, deoarece cu ajutorul acestei ecuații se efectuează studiul teoretic al conductivității electrice a gazului. Din relația (51) se vede că, în cazul gazelor ionizate, legea lui Ohm sub forma $\boldsymbol{J} = \sigma \boldsymbol{E}$ nu mai este valabilă. De asemenea, se vede că $\boldsymbol{J}$ depinde de gradul de ionizare, deci de presiune și temperatură, parametri de care depinde ionizarea.

3.5. Gaz complet ionizat

Dacă gazul este complet ionizat, $n_a = 0$ și $f = 0$; deoarece $\tau_{ea} = \infty$, gazul fiind complet ionizat distanța pînă la care trebuie să se deplaseze electronul spre a ciocni un atom neutru este infinită. În acest caz din relația (33) rezultă $k_e = 0$, iar din relația (52) rezultă $\beta = 0$, deci :

$$f\beta = 0\,; \qquad \beta k_i = 0\,; \qquad f^2 (k_e + k_i)^{-1} = 0.$$

Ecuația (51) devine în acest caz :

$$\sigma (\boldsymbol{E}' + \boldsymbol{E}_e) = \boldsymbol{J} + \frac{\mu_e\, \tau_{ei}}{m_e} \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{H}, \quad (54)$$

unde s-a notat :

$$\sigma = \frac{n e^2\, \tau_{ei}}{m_e}. \quad (55)$$

Se poate considera că energia disipată de curenții electrici poate fi interpretată, ca fiind datorită lucrului mecanic efectuat contra forței $\boldsymbol{F}_{ei} = -\, n m_e \boldsymbol{V}_e\, \tau_{ei}^{-1}$ pentru a se menține constantă viteza $\boldsymbol{V}_e$. Astfel lucrul mecanic pe unitatea de volum în unitatea de timp este :

$$P = -\, \boldsymbol{F}_{ei} \cdot \boldsymbol{V}_e = n m_e V_e^2\, \tau_{ei}^{-1}. \quad (56)$$

Deoarece $\boldsymbol{J} = -\, n e \boldsymbol{V}_e$ rezultă, ținînd seamă de relația (55), că $P = \frac{J^2}{\sigma}$, adică expresia cunoscută a pierderilor specifice datorite efectului termic. Din expresiile (55) și (56) se vede că pierderile de energie prin efect termic (Joule-Lenz), care sînt datorite coeficienților, nu cresc, în general, într-un gaz ionizat o dată cu micșorarea conductivității. Astfel, micșorarea lui τ_{ei} duce la micșorarea lui σ, dar simultan determină micșorarea lui V_e și deci poate avea loc și micșorarea lui P.

Concluzii. În magnetohidrodinamică se studiază mișcarea fluidelor conductoare într-un cîmp magnetic.

Teoria cîmpului electromagnetic în magnetohidrodinamică, deci în mașinile MHD, prezintă particularități care fac studiul mai dificil decît în cazul mașinilor electrice clasice. În cazul cînd fluidul este un metal lichid, conductivitatea lui nu diferă esențial de aceea a conductoarelor uzuale din electrotehnică și, în plus, variază puțin cu temperatura, astfel încît studiul ecuațiilor cîmpului nu se complică prea mult.

În cazul cînd fluidul este un gaz ionizat trebuie avut în vedere că un gaz ionizat, comparativ cu un conductor metalic are o conductivitate electrică foarte scăzută. În cazul mașinilor MHD actuale, conductivitatea gazului ionizat este aproximativ de un milion de ori mai mică decît aceea a cuprului. De asemenea, conductivitatea gazului ionizat depinde mult de temperatură și de adaosurile pe care le poate conține gazul.

Ecuațiile obținute arată că, în cazul unui gaz ionizat, legea lui Ohm sub forma $\boldsymbol{J} = \sigma \boldsymbol{E}$ nu mai este valabilă.

De aceste particularități se ține seamă în studiul mașinilor MHD.

Notații

$\boldsymbol{B} = \mu \boldsymbol{H}$ — inducția magnetică într-un sistem de referință fix;
$\boldsymbol{H}$ — intensitatea cîmpului magnetic;
$\boldsymbol{J}$ — densitatea de curent într-un punct al fluidului antrenat în mișcare;
$\boldsymbol{E}$ — intensitatea cîmpului electric într-un sistem de referință fix;
$\boldsymbol{E}'$ — intensitatea cîmpului electric într-un sistem de referință antrenat de fluid;
$\boldsymbol{v}$ — la paragraful 1 viteza fluidului într-un punct în raport cu sistemul de referință fix; la paragraful 3 viteza de deplasare a masei totale a gazului în raport cu sistemul de referință fix;
ρ — masa specifică a fluidului;
$\boldsymbol{F}$ — forță de natură electromagnetică care acționează asupra fluidului din unitatea de volum;
$\boldsymbol{F}'$ — forță de altă natură care acționează asupra substanței din unitatea de volum;
$\boldsymbol{F}_\nu$ — forța de viscozitate;
ν — viscozitate cinematică;
g — accelerația gravității;
V — volum al unei porțiuni oarecare din fluid;
p — presiunea fluidului;
U — densitatea de energie corespunzătoare unității de masă;
ε — densitatea de volum a puterii primite de fluid;
T — temperatura absolută;
λ — conductivitatea termică;
θ — temperatura în °C;
$\mu = \mu_0 \mu_r$ — permeabilitatea magnetică a fluidului;
σ — conductivitatea electrică a lichidului conductor;
η — difuzivitatea magnetică;
L — lungime comparabilă cu dimensiunile cîmpului;
R_M — numărul lui Reynolds magnetic;
n — numărul ionilor pozitivi, egal cu acela al electronilor pe unitatea de volum;
n_a — numărul atomilor neutri (neionizați) pe unitatea de volum;
$\boldsymbol{V}_i$ — viteza medie relativă a ionilor pozitivi față de masa gazului;
$\boldsymbol{v}_{1i} = \boldsymbol{v}_{1a}$ — viteza medie a electronilor înainte de ciocnirea cu ionii pozitivi, în raport cu sistemul de referință fix;
$\boldsymbol{v}_{2i}$ — viteza medie a electronilor după ciocnirea cu ionii pozitivi, în raport cu sistemul de referință fix;
$\boldsymbol{v}_{1a}$ — viteza medie a electronilor înainte de ciocnirea cu atomii neutri, în raport cu sistemul de referință fix;
$\boldsymbol{v}_{2a}$ — viteza medie a electronilor după ciocnirea cu atomii neutri, în raport cu sistemul de referință fix;
$\boldsymbol{v}_a = \boldsymbol{v}_{2a}$ — viteza medie a atomilor neutri, în raport cu sistemul de referință fix;
τ_{ea} — timpul dintre două ciocniri ale unui electron cu un atom neutru;
τ_{ei} — timpul dintre două ciocniri ale unui electron cu un ion pozitiv;
$\boldsymbol{v}_i$ — viteza medie a ionilor pozitivi înainte de ciocnirea cu atomii neutri, în raport cu sistemul de referință fix;
$\boldsymbol{v}_f$ — viteza medie a ionilor pozitivi după ciocnirea cu atomii neutri, în raport cu sistemul de referință fix;
m_a — masa unui atom neutru;
$m_i = m_a = m$ — masa unui ion pozitiv;
m_e — masa electronului;
e — sarcina electrică a electronului;
ρ_i — masa specifică a fluidului ionic;
$\boldsymbol{V}_e$ — viteza medie relativă a electronilor față de ionii pozitivi.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* The Time Constant of Transient Phenomena. In: Revue d'Electrotechnique et d'Energetique, tom. **I**, nr. 2, 1956, p. 7–13.
[2] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. **IV** (curs litografiat). București, Editura Ministerului Învățămîntului, 1956.
[3] *Bloch, L.* Précis d'Électricité théorique. Paris, Editions Gauthier–Villars, 1919.
[4] *Kirko, M.* Magnitogidrodinamiceskie iavleniia v masștabah zemnoi laboratorii. In: Elektricestvo **80**, nr. 4, 1959, p. 9–16.
[5] *Alfvén, H.* Cosmical Electrodynamics. Londra, New York, Oxford University Press, 1950.
[6] *Fermi, E.* In: Astrophys. Journ. **119**, nr. 1, 1954.
[7] *Spitzer, L.* Physics of Fully Ionized Gases. Interscience Publishers, a division of John Wiley and Sons. New York, Londra, 1962.
[8] *Cowling, T. G.* Magnetohydrodynamics. Interscience Publishers, a division of John Wiley and Sons. New York, Londra, 1957.
[9] *Sted, L.* și *Sutton, G.* Prospects for MHD Power Generation. In: Astronautics, august, 1960.
[10] *Rosa, R. J.* Physical Principles of Magnetohydrodynamic Power Generation. In: Phys. Fluids **4**, nr. 2, 1961.
[11] *Way, S., De Corso, S. M., Hundstad, R. L., Kemeny, G.A., Stewart, W.* și *Joung, W. E.* In: Transactions ASME. Engineering for Power, oct 1961.
[12] *Coe, W. B.* și *Eisen, C. L.* The Effect of Variable Plasma Conductivity on MHD Energy Converter Performance. In: Electrical Engineering **79**, nr. 12, 1960.
[13] *Kantrowitz, A,* și *Sporn, P.* Magnetohydrodynamics — Future Power Process In: Design and Equipment App. Sect., Power, nov 1959, p. 62–65.
[14] *Von Engel, A.* Ionized Gases. Oxford, 1955.
[15] *Pipkin, A. C.* Electrical Conductivity of Partially Ionized Gases. In: Phys. Fluids **4**, nr. 1, 1961, p. 154.
[16] *Fabre, M. J.* Le processus de conversion magnétohydrodynamique. In: Bulletin de la Société Française des Électriciens, tom **5**, 1964, p. 12–16.

Intrat în redacție la 25.I.1966

Particularităţile calculului transformatoarelor de măsură de curent cu miez toroidal

Nicolae Păduraru şi **Marin Preda***

CZ 621.314.224.3.042.12.001.24

Găsirea dimensiunilor optime ale circuitului magnetic, în concordanţă cu soluţia constructivă de ansamblu, presupune calcularea unui număr apreciabil de variante. Pe de altă parte, un număr mare de variante este normal să rezulte atunci cînd se proiectează o serie unitară de transformatoare de curent la o gamă largă de tensiuni şi curenţi nominali, la diverse combinaţii ale claselor de precizie şi ale puterilor secundare. Calcularea circuitului magnetic al transformatorului de curent constă, în esenţă, în calcularea erorilor de transformare corespunzătoare miezului care are forma, dimensiunile şi calitatea materialului impuse sau alese. O simplificare în calculul circuitului magnetic al transformatorului de curent se poate face prin aplicarea principiului de similitudine. Este suficient să se stabilească relaţia dintre parametrii transformatorului de bază şi parametrii noului transformator de calculat, cu condiţia ca erorile obţinute prin calcul şi verificate, practic, pe un model — transformator de bază — să fie egale cu cele propuse pentru noul transformator, astfel încît să rezulte şi condiţia de similitudine dintre cele două transformatoare.

Stabilirea criteriului de comparaţie pe baza principiului similitudinii la transformatoarele de curent cu miezuri toroidale se face mai uşor decît în cazul transformatoarelor cu miezul executat din tole ştanţate, datorită tocmai formei circulare a miezului. De asemenea inexistenţa unor sisteme speciale de compensare a erorilor uşurează stabilirea condiţiilor de similitudine.

Dacă se notează cu indicele 1 parametrii transformatorului de bază şi cu indicele 2, parametrii transformatorului nou de calculat, pe baza formulelor (13) şi (14) din anexă, erorile transformatoarelor comparate se pot scrie, în condiţia aceluiaşi material pentru circuitul magnetic, astfel:

$$\varepsilon_{i_1} = -\frac{1}{\mu}\cos(\varphi_0 - \varphi_2)\frac{S_{22}\, l_{Fe1}}{(N_1 I_1)^2 s_{Fe1}} \cdot 4{,}5 \cdot 10^7, \% \quad (1)$$

$$\varepsilon_{i_2} = -\frac{1}{\mu}\cos(\varphi_0 - \varphi_2)\frac{S_{22}\, l_{Fe2}}{(N_2 I_2)^2 s_{Fe2}} \cdot 4{,}5 \cdot 10^7, \% \quad (2)$$

$$\delta_{i_1} = \frac{1}{\mu}\sin(\varphi_0 - \varphi_2)\frac{S_{21}\, l_{Fe1}}{(N_1 I_1)^2 s_{Fe1}} \cdot 155 \cdot 10^7, \text{min} \quad (3)$$

$$\delta_{i_2} = \frac{1}{\mu}\sin(\varphi_0 - \varphi_2)\frac{S_{22}\, l_{Fe2}}{(N_2 I_2)^2 s_{Fe2}} \cdot 155 \cdot 10^7, \text{min}. \quad (4)$$

* *N. Păduraru* este ing. proiectant principal la Uzinele „Electroputere" — Craiova, iar *M. Preda* este ing. proiectant la aceeaşi uzină.

Din analiza formulelor de erori ale transformatorului de curent apare evident că mărimea acestora este direct proporţională cu lungimea circuitului magnetic şi puterea secundară şi invers proporţională cu permeabilitatea magnetică μ, cu secţiunea circuitului magnetic şi pătratul amperspirelor. Efectul de îmbunătăţire a erorilor este determinat, în special, prin

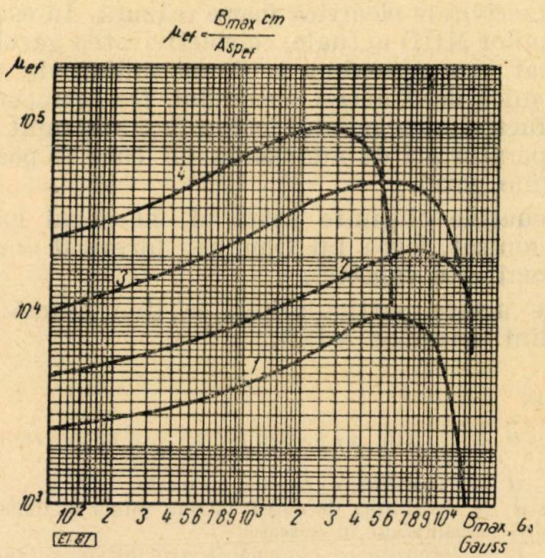


Fig. 1. Curbele $\mu = f(B)$ pentru principalele materiale utilizate în construcţia transformatoarelor:

1 — tablă silicioasă laminată la cald E 42; *2* — tablă silicioasă laminată la rece E 310; *3* — hipern 5; *4* — mumetal.

creşterea numărului de amperspire şi folosirea unui material pentru circuitul magnetic cu permeabilitate magnetică cît mai mare.

În figura 1 sînt prezentate curbele $\mu = f(B)$ pentru principalele materiale utilizate în construcţia transformatoarelor de curent. Din analiza curbelor rezultă că permeabilitatea mumetalului faţă de a tablei silicioase laminate la cald este în medie de 10 ori mai mare.

Calitatea materialului mai intervine, în mărimea erorilor, şi prin unghiul de pierdere. Totuşi, influenţa unghiului φ^0 asupra mărimii erorilor este limitată, mai ales asupra erorii de raport ε_i.

Într-adevăr, admiţînd un factor de putere al sarcinii secundare cos $\varphi_2 = 0{,}8$, deci $\varphi_2 = 37°$ şi limitele cele mai largi posibile pentru unghiul $\varphi_0 = 40° \div 70°$, indiferent de calitatea materialului, între 100 şi 10 000 Gs (după cum

se vede din fig. 1) rezultă următoarele valori pentru cos $(\varphi_0 - \varphi_2)$ şi sin $(\varphi_0 - \varphi_2)$.

$$\cos(\varphi_0 - \varphi_2) = \cos(40° - 37°) = 0{,}998$$

$$\cos(\varphi_0 - \varphi_2) = \cos(70° - 37°) = 0{,}838$$

$$\sin(\varphi_0 - \varphi_2) = \sin(40° - 37°) = 0{,}052$$

$$\sin(\varphi_0 - \varphi_2) = \sin(70° - 37°) = 0{,}544.$$

Din cele arătate se poate trage concluzia că un unghi de pierderi mare are o influenţă pozitivă, îmbunătăţind eroarea ε_i însă în raport neglijabil $\frac{0{,}83}{0{,}998} = 0{,}835$, în timp ce asupra erorii de unghi are o influenţă negativă, putînd creşte în raportul $\frac{0{,}544}{0{,}052} = 14{,}2$ în cazul limitelor largi admise pentru φ_0.

Relaţiile indicate dau numai aspectul cantitativ al influenţei unghiului φ_0 asupra erorilor, astfel că într-un caz concret, limitele admise pentru φ_0 nu sînt aşa mari. De obicei, materialul cu permeabilitate mare are şi pierderi specifice mici. Însă, după cum se vede, nu mărimea pierderilor specifice $\left(\frac{W}{kg}\right)$ pentru o anumită inducţie pot influenţa mărimea erorii cu unghiul de pierderi φ_0 şi aceasta însă în mică măsură. Din cele arătate rezultă că nu pierderile unui anumit material magnetic şi nici unghiul de pierderi φ_0 nu constituie criteriul de alegere a respectivului material în construcţia transformatorului de măsură (de construcţie normală), rămînînd ca acest criteriu să fie permeabilitatea magnetică şi inducţia la care aceasta este maximă. Astfel (fig. 2), mumetalul are permeabilitatea magnetică maximă, $\mu_{ef} = 10 \cdot 10^4$, în jurul inducţiei de 2500 Gs, pe cînd la tabla silicioasă laminată la rece permeabilitatea maximă, $\mu_{ef} = 5 \cdot 10^4$, se obţine la 7000—8000 Gs. Tabla silicioasă laminată la rece are permeabilitatea magnetică maximă în medie de două ori mai mică faţă de mumetal, însă se obţine la o valoare a inducţiei de circa trei ori mai mare, ceea ce constituie un avantaj economic însemnat, dacă se ţine seamă că mumetalul este de circa 15—20 ori mai scump faţă de tabla laminată la rece.

Condiţia de similitudine propusă este:

$$k \cdot \varepsilon_{i_1} = \varepsilon_{i_2}\,; \qquad k \cdot \delta_{i_1} = \delta_{i_2},$$

unde coeficientul de rezervă $k = 0{,}9—1$, deoarece se urmăreşte ca erorile transformatorului nou calculat să fie mai mici sau cel mult egale cu ale transformatorului de bază.

Folosind formulele (1), (2) şi (3), (4) condiţiile de similitudine devin:

$$k = \frac{S_{21}\, l_{Fe1}}{(N_1 I_1)\, s_{Fe1}} = \frac{S_{22}\, l_{Fe2}}{(N_2 I_2)^2\, s_{Fe2}}$$

sau

$$k = \frac{S_{22}}{S_{21}} \cdot \frac{(N_1 I_1)^2}{(N_2 I_2)^2} \cdot \frac{l_{Fe2}}{l_{Fe1}} \cdot \frac{s_{Fe2}}{s_{Fe1}}$$

şi admiţînd notaţiile:

$$\frac{S_{22}}{S_{21}} = p\,; \quad \frac{N_1 I_1}{N_2 I_2} = n\,; \quad \frac{l_{Fe2}}{l_{Fe1}} = l\,; \quad \frac{s_{Fe1}}{s_{Fe2}} = s$$

în final se obţine

$$k = p \cdot n^2 \cdot s \cdot l \leqslant 1. \qquad (6)$$

În figura 2 se prezintă curbele produselor parţiale (pn^2) şi (sl) direct în funcţie numai de parametrii transformatoarelor de calculat fără

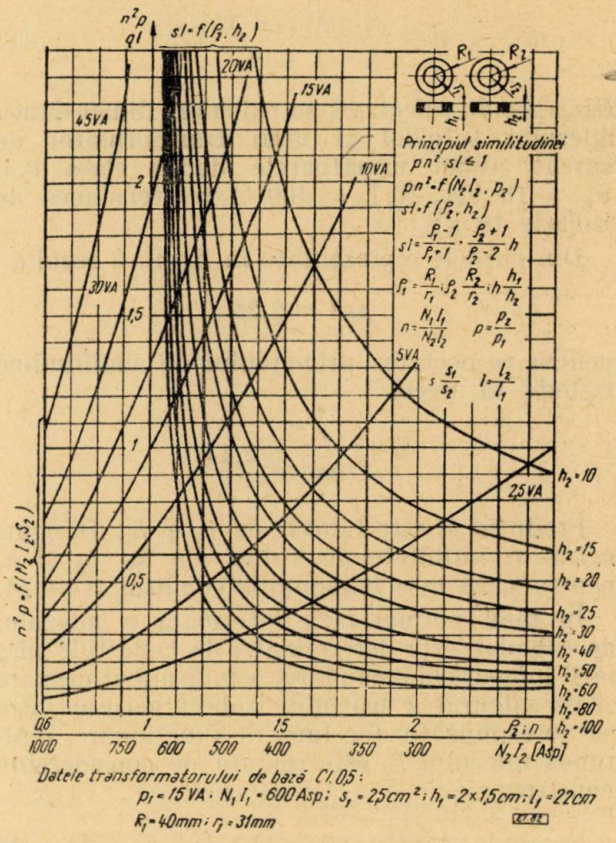


Fig. 2. Curbele produselor pn^2 şi qC, funcţie de parametrii transformatoarelor de calculat.

a mai fi necesară cunoaşterea parametrilor transformatorului de bază (de referinţă).

Astfel:

$$pn^2 = f(N_2 I_2, S_{22}), \text{ iar } sl = f(\rho_2, h_2).$$

De obicei $N_2 I_2$ şi S_{22} sînt valori impuse, iar ρ_2 şi h_2 sînt parametrii de dimensiuni ai miezului de calculat (fig. 2).

Relaţia $s \cdot l = f(\rho_2, h_2)$ poate fi exprimată sub forma (fig. 2):

$$sl = \frac{s_1}{s_2} \cdot \frac{l_2}{l_1} = \frac{(R_1 - r_1) h_1}{(R_2 - r_2) h_2} \cdot \frac{(R_2 + r_2)\frac{\pi}{2}}{(R_1 + r_1)\frac{\pi}{2}};$$

$$sl = \frac{\frac{R_1}{r_1} - 1}{\frac{R_1}{r_1} + 1} \cdot \frac{\frac{R_2}{r_2} + 1}{\frac{R_2}{r_2} - 1} \cdot \frac{h_1}{h_2}.$$

Se fac înlocuirile:

$$\frac{R_1}{r_1} = \rho_1; \quad \frac{R_2}{r_2} = \rho_2; \quad \frac{h_1}{h_2} = h$$

şi în acest caz:

$$sl = \frac{\rho_1 - 1}{\rho_1 + 1} \cdot \frac{\rho_2 + 1}{\rho_2 - 1} \cdot h. \qquad (7)$$

Exemplu de calcul. Să se calculeze dimensiunea miezului toroidal al unui transformator de curent avînd următoarele date: clasa 0,5, $S_{22} = 15$ VA, $N_2 I_2 = 400$ Asp., tensiunea de izolaţie 10 kV.

Din curbele reprezentate în figura 2 rezultă:

$$pn^2 = 2{,}25;$$

pentru respectarea principiului de similitudine trebuie să avem

$$sl \leqslant \frac{1}{2{,}25} \leqslant 0{,}44.$$

Produsul sl este funcţie de ρ_2 şi h_2. Desigur, există o infinitate de valori ale lui ρ_2 şi h_2 pentru care este îndeplinită condiţia $sl = 0{,}44$.

În mod normal raza interioară a miezului de calculat este determinată de condiţiile plasării înfăşurării secundare, a înfăşurării primare şi de asigurarea spaţiului izolant necesar între ele corespunzător tensiunii de funcţionare. Înălţimea miezului h_2 este dictată de considerente constructive:

$$h_2 = (1-4)(R_2 - r_2) = (1-4)\, r_2 (\rho_2 - 1). \qquad (8)$$

De asemenea, din considerente tehnologice (limitarea numărului tipurilor de benzi din tablă silicioasă la diverse lăţimi), h_2 poate lua numai valori în trepte.

Ţinînd seamă de izolaţia necesară la 10 kV, de spaţiul necesar pentru înfăşurarea primară şi pentru cea secundară s-au impus ca dimensiuni:

$$d = 58 \text{ mm}; \quad r_2 = 29 \text{ mm}.$$

Se alege

$$h_2 = 40 \text{ mm}$$

pentru care valoare se obţine din curbă la $sl = 0{,}44$

$$\rho_2 = 1{,}58.$$

Întrucît:

$$\rho_2 = \frac{R_2}{r_2},$$

avem:

$$R_2 = \rho_2 r_2 = 1{,}58 \cdot 29 = 46 \text{ mm}.$$

Tabela 1

	Varianta			
	I_{1n}, A	Cl	P_{2n}, VA	„n"
Cirs-10 t	2× 5 ; 2× 50	0,5/1	10/30	< 5/<5
	2× 10 ; 2×200	1/3	15/15	< 5/>5
	2× 15	0,5/D	10/15	< 5/>10
	2× 75 ; 2×100	0,5/1	15/30	< 5/<5
	2×300	0,2/1	10/15	<10/<10
Cirs-15 t	2× 5	0,5/1	30/15	< 5/< 5
	2×10 ; 2×200	0,2/1	15/15	<10/< 5
	2× 50	0,5/3	15/30	< 5/> 5
	2× 15	0,5/D	15/30	< 5/>10
	2× 75 ; 2×100	0,5/1	30/60	< 5/< 5
	2×300	1/3	60/30	< 5/> 5
		0,2/1	15/60	<10/< 5
	2×400	0,5/D	30/30	< 5/>10
		0,2/1	15/60	<10/< 5
Cirs-25 t	2× 5 ; 2× 50	0,5/1	30/30	< 5/< 5
	2× 10 ; 2×200	0,5/3	15/30	< 5/> 5
		0,2/1	15/30	<10/< 5
	2× 15	0,5/D	30/30	< 5/>10
	2× 75 ; 2×100	0,5/1	30/60	< 5/< 5
	2×300	1/3	60/60	< 5/> 5
		0,2/1	15/60	<10/< 5
	2×400	0,5/D	30/30	< 5/>10
		0,2/1	30/60	<10/< 5
Cirs-35 t	2× 5 ; 2× 50	0,5/1	30/30	<10/< 5
	2× 10 ; 2×200	0,5/3	15/30	<10/> 5
		0,2/1	15/30	<10/< 5
	2× 15	0,5/D	30/30	< 5/>10
	2× 75 ; 2×100	0,5/1	30/60	< 5/<10
	2×300	1/3	60/60	< 5/> 5
		0,2/1	15/60	<10/<10
	2×400	0,5/D	30/30	< 5/>10
		0,2/1	30/60	<10/< 5

Astfel s-au obţinut toate dimensiunile necesare pentru execuţia circuitului magnetic :

$R_2 = 46$ mm ; $r_2 = 29$ mm ; $h_2 = 40$ mm.

Principiul similitudinii a fost aplicat la calcularea transformatoarelor de curent 0,5 kV,

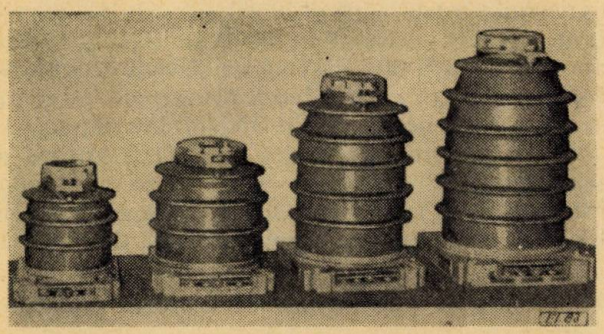


Fig. 3. Seria de transformatoare de curent cu miez toroidal cu izolaţie de răşini sintetice, tip CIRSt 10—35 kV, 5—800 A, ale căror caracteristici elastice sînt date în tabela 1.

5—3000 A şi la calcularea seriei de transformatoare 10—35 kV, 5—800 A. Calculele teoretice au fost verificate, practic, la producţia de serie mare şi pentru o gamă de variante constructive realizate pînă în prezent. În tabela 1 se dau caracteristicile electrice ale seriei de transformatoare tip CIRSt 10—35 kV (fig. 3).

ANEXĂ

Formule de calcul al erorilor

Din diagrama vectorială reprezentată în figura 4 rezultă :

$$\varepsilon_i = -\frac{I_0}{I_1}\cos(\varphi_0-\varphi_2)\cdot 100, \%, \tag{1}$$

$$\sin\delta = \frac{I_0}{I_1}\sin(\varphi_0-\varphi_2), \tag{2}$$

$$\delta_i = \sin\delta\frac{34{,}4}{0{,}01} = 3440\sin\delta.$$

Întrucît la $\sin\delta = 0{,}01$ corespunde un unghi $\delta = 34'40''$.

$$\delta_i = \frac{I_0}{I_1}\sin(\varphi_0-\varphi_2)\cdot 3440, \text{ min}, \tag{3}$$

cunoscînd relaţiile :

$$H_{ef} = \frac{I_0 N_1}{l_{Fe}} \tag{4}$$

$$\frac{B}{H_{ef}} = \mu \tag{5}$$

$$N_1 I_1 = N_2 I_2 = NI, \tag{6}$$

expresiile 1 şi 3 devin :

$$\varepsilon_i = -\frac{H_{ef}\cos(\varphi_0-\varphi_2)\, l_{Fe}}{N_1 I_1}\cdot 100, \% \tag{7}$$

$$\delta_i = \frac{H_{ef}\sin(\varphi_0-\varphi_2)\, l_{Fe}}{N_1 I_1}\cdot 3440, \text{ min} \tag{8}$$

sau :

$$\varepsilon_i = -\frac{1}{\mu}\cos(\varphi_0-\varphi_2)\frac{Bl_{Fe}}{NI}\cdot 100, \% \tag{9}$$

$$\delta_i = \frac{1}{\mu}\sin(\varphi_0-\varphi_2)\frac{Bl_{Fe}}{NI}3440, \text{ min}. \tag{10}$$

Pe de altă parte se cunoaşte relaţia :

$$B = \frac{10^8 E_2}{4{,}44\, f N_2 s_{Fe}} \tag{11}$$

şi relaţia (11) devine :

$$B = \frac{E_2\cdot 10^8}{4{,}44\, f N_2 s_{Fe}} = \frac{I_2 E_2 10^8}{4{,}44\, f I_2 N_2 s_{Fe}}$$

$$B = \frac{S_2\cdot 10^8}{4{,}44\, f NI\, s_{Fe}}. \tag{12}$$

Introducînd expresia (14) în relaţiile (9) şi (10), expresia erorilor va fi :

$$\varepsilon_i = -\frac{1}{\mu}\cos(\varphi_0-\varphi_2)\frac{l_{Fe}}{s_{Fe}(NI)^2}\cdot S_2\, 4{,}5\cdot 10^7, \% \tag{13}$$

$$\delta_i = \frac{1}{\mu}\sin(\varphi_0-\varphi_2)\frac{l_{Fe}}{s_{Fe}(NI)^2} S_2\, 155\cdot 10^2, \text{ min}. \tag{14}$$

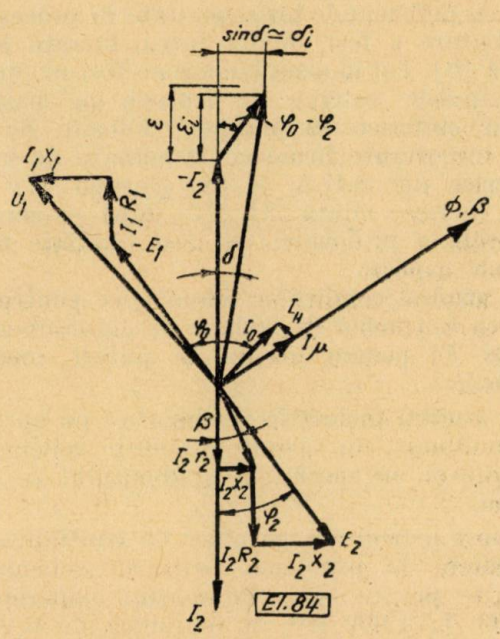


Fig. 4. Diagrama vectorială.

ε — eroarea de raport, %
δ — eroarea de unghi, min
S — puterea aparentă, VA
l_{Fe} — lungimea circuitului magnetic, cm
s_{Fe} — secţiunea circuitului magnetic, cm²
NI — numărul de amperspire, Asp
μ — permeabilitatea magnetică, Gs/Asp/cm
R, r, h — dimensiunile principale ale torului, cm.

Intrat în redacţie la 20. IX. 1965

Schemă de izolaţie termorigidă pe bază de răşini sintetice pentru maşini electrice de medie putere

Adrian Bercu, Paulina Dumitrescu, Maria Istrate* — Bucureşti

CZ 621.3.048.81

1. Generalităţi

Ca şi în alte domenii ale echipamentului electrotehnic, la maşinile electrice rotative s-a pus problema îmbunătăţirii indicilor tehnico-economici, menţinînd şi chiar mărind siguranţa lor în exploatare.

Una dintre principalele căi de realizare a acestor obiective constă în îmbunătăţirea caracteristicilor dielectrice şi termomecanice ale izolaţiei folosite la maşinile electrice respective.

Mergînd pe această linie, mai întîi la maşinile electrice de mare putere şi apoi la cele de puteri mijlocii, schemele de izolaţie de tip termoplastic (cu răşini de compoundare oleobituminoase) au fost înlocuite cu schemele de izolaţie moderne termorigide.

Trebuie menţionat că necesitatea realizării noilor scheme de izolaţie termorigidă a reieşit din deficienţele vechilor scheme şi, în special, a termoplasticităţii liantului şi a discontinuităţii izolaţiei. Prezentarea schemelor de izolaţie clasice cu deficienţele lor constatate în procesul de exploatare a fost făcută într-o lucrare precedentă [3]. Tot în acea lucrare au fost examinate principalele sisteme de izolaţie pe bază de răşini sintetice termorigide, folosite de cele mai importante firme constructoare de maşini electrice din S.U.A. şi din Europa [2].

În lucrarea citată [3], [12] după prezentarea generală a problemei, au fost studiate următoarele aspecte:

— studiul condiţiilor tehnologice pentru realizarea schemelor de izolaţie de clase superioare (*B* şi *F*) pentru maşini de puteri medii şi mijlocii;

— studiul dielectric şi climatic, pe epruvete de bobinaje, în scopul stabilirii schemei de izolaţie şi, în special, a gradientului de lucru optim.

Acest articol are caracter de continuitate şi se referă la problema realizării schemei de izolaţie pentru seria de maşini asincrone de la 100 la 1 000 kW şi tensiunea de 6 kV.

Ca element principal al schemei se consideră izolaţia barelor statorice, care face obiectul principal al studiului. Se prezintă caracteristicile principale ale acestei izolaţii şi tehnologia folosită la realizarea bobinajelor statorice cu noul sistem de izolaţie.

Întrucît proiectarea unei scheme de izolaţie nu se poate face doar prin calcule, numai experimentările putînd verifica soluţia respectivă, s-a pus accentul pe încercările comparative ale noii izolaţii faţă de vechiul sistem de izolaţie. De aici rezultă că ponderea principală a lucrării se axează pe acest studiu dielectric comparativ.

Într-o lucrare anterioară [3], [12] autorii au prezentat principalele considerente ale calculului grosimii izolaţiei, respectiv ale gradientului de potenţial pentru noua schemă de izolaţie.

2. Prezentarea schemelor de izolaţie studiate

Cele două scheme de izolaţie studiate — cea clasică folosită în prezent la U.E.P.C. şi cea elaborată de către I.C.P.E. — sînt realizate în felul următor.

2.1. Schema clasică (U.E.P.C.) este de tip discontinuu, şi anume cu teacă de micafoliu cu şelac pentru partea de crestătură şi micabandă şi banda de sticlă uleiată pentru partea de capăt. Bobinajele sînt, în prealabil, rigidizate cu compound oleobituminos. Ca operaţie finală, după bobinare, întreg statorul este imersat în lac cu solvent.

Dintre schemele de izolaţie clasice, schema de mai sus folosită de U.E.P.C. este cea mai indicată. Experienţa U.E.P.C. în acest domeniu a demonstrat buna comportate în exploatare a acestor scheme de izolaţie.

Totuşi, după cum reiese din datele din literatură [1], [2], deşi această schemă prezintă caracteristici dielectrice iniţiale foarte bune, la o funcţionare îndelungată a maşinii, bitumul,

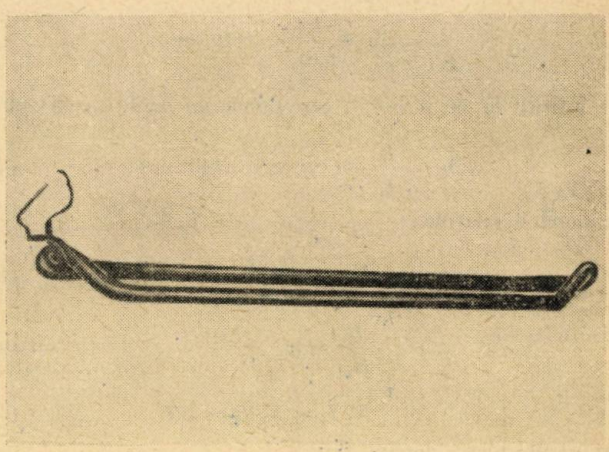


Fig. 1. Bobină izolată după schema clasică (U.E.P.C.).

datorită termoplasticităţii sale, se înmoaie şi migrează către capete gonflînd izolaţia şi, în final, deteriorînd-o. De asemenea, datorită dilataţiilor şi contracţiilor repetate, porţiunile

* Ing. *A. Bercu* este şef de laborator, ing. *P. Dumitrescu*, cercetător ştiinţific şi ing. *M. Istrate*, cercetător ştiinţific stagiar la laboratorul scheme de izolaţie, din I.C.P.E.

de îmbinare a izolației de crestătură cu cea de capăt se slăbesc, străpungerile avînd loc, în majoritatea cazurilor, în aceste regiuni.

2.2. Schema elaborată de I.C.P.E.

Pentru eliminarea deficiențelor menționate, în tehnica mondială se observă o tendință [4], [5], [6], [7] de înlocuire a bitumului termoplastic, cu o rășină sintetică (poliesterică, epoxidică sau siliconică) și, de asemenea, de realizare a unei izolații continue. Astfel, pentru prima oară în lume, firma Westinghouse din S.U.A. a realizat sistemul termalastic care folosește micabenzi impregnate în rășini poliesterice. Mai tîrziu, firma Oerlikon din Elveția folosește rășinile epoxidice ca liant, însă cu o schemă discontinuă. Firma Ermolit din Franța realizează o schemă continuă, folosind rășinile epoxidice. De asemenea și alte firme din Europa occidentală realizează noi scheme folosind rășini termorigide.

Urmărind această idee, I.C.P.E. a preconizat o schemă de izolație continuă, constituită din bandă din hîrtie de mică pe suport din țesătură de sticlă și o rășină epoxidică drept liant. Procedeul de izolare este următorul.

La rigidizarea spirelor se folosește o rășină epoxidică cu caracteristici dielectrice și termomecanice superioare. Izolația barelor este realizată prin înfășurarea lor cu benzi de hîrtie de mică pe suport din țesătură de sticlă, apoi impregnate sub vid cu rășini epoxidice fluide. În continuare se calibrează, prin presare la cald, numai părțile de crestătură a căror izolație se întărește parțial. În schimb, părțile de capăt rămîn temporar neîntărite, ceea ce asigură elasticitatea necesară la operațiile de introducere a barelor în crestătură.

Pentru experimentare, la U.E.P.C. s-au construit două mașini electrice asincrone identice (160 kW, 6 kV), realizate fiecare cu una din schemele de izolație arătate.

3. Studiul dielectric comparativ în condiții normale și climatice ale celor două scheme de izolație

3.1. Metodica încercărilor

Încercările efectuate au avut ca scop studiul comportării noii scheme de izolație în exploatare. Pentru aceasta s-a comparat noua schemă de izolație cu cea clasică, de tip discontinuu, folosită în prezent la U.E.P.C. la mașinile electrice de puteri medii și a căror comportare în exploatare este cunoscută.

În acest scop s-a efectuat la I.C.P.E. un studiu comparativ asupra celor două tipuri de scheme de izolație. Măsurările care au stat la baza acestui studiu s-au făcut atît pe bobinele izolate, după ambele sisteme, cît și pe cele două mașini de 160 kW și 6 kV fabricate la U.E.P.C., identice ca mărimi electrice nominale și gabarit și diferite ca scheme de izolație.

Încercările s-au efectuat pe bobinele înfășurărilor statorice ale mașinilor confecționate la U.E.P.C. și au constat în măsurarea mărimilor dielectrice ale celor două scheme de izolație și în ridicarea următoarelor curbe.

1. Variația $\mathrm{tg}\delta$ în funcție de temperatură.
2. Variația rezistenței de izolație (R_{iz}) în funcție de temperatură.
3. Variația $\mathrm{tg}\delta$ și a rezistenței de izolație în funcție de timpul de expunere a izolației în condiții de climat umed tropical.
4. Variația $\mathrm{tg}\delta$ în funcție de tensiune.

Primele două caracteristici pun în evidență stabilitatea termică a mărimilor dielectrice care caracterizează schemele de izolație studiate, care impun regimul termic al mașinii.

Determinarea $\mathrm{tg}\delta$ s-a făcut cu ajutorul unei punți de tip Schering de fabricație Tesla, alimentată la frecvențele de $25 \div 10\,000$ Hz, care poate măsura valori ale $\mathrm{tg}\delta$ cuprinse în intervalul $0 \div 0{,}56$, cu o precizie de $\pm 5\%$.

Rezistența de izolație a fost determinată prin metoda măsurării curentului de conductibilitate, la tensiunea de 1 000 V (c.c)

Încercarea prevăzută la punctul 3 are ca scop verificarea celor două sisteme de izolație în medii climatice severe și, mai ales, să pună în evidență superioritatea unei scheme.

Cea de-a patra caracteristică permite stabilirea calității schemei de izolație, din punctul de vedere al apariției fenomenului de ionizare, care se explică, după cum se știe, prin existența incluziunilor de gaz în izolație. La o anumită valoare a tensiunii aplicată izolației, valoarea care poartă și denumirea de prag de ionizare, în masa izolantului apar așa-numitele descărcări parțiale.

Pragul de ionizare poate fi determinat prin:

a) măsurarea unghiului de pierderi a izolației, în funcție de tensiune;

b) folosirea de metode electronice de detectare a curenților de înaltă frecvență.

În cazul de față s-a folosit prima metodă, deoarece există o experiență acumulată în aplicarea ei și, mai ales, în interpretarea rezultatelor. S-a ridicat curba $\mathrm{tg}\delta$ în funcție de tensiune și s-a considerat că pragul de ionizare este valoarea tensiunii la care are loc o creștere bruscă a $\mathrm{tg}\delta$, datorită apariției descărcărilor parțiale. Măsurarea $\mathrm{tg}\delta$ s-a făcut cu o punte Schering tip MDP cu un domeniu de măsurare a $\mathrm{tg}\delta$ de la $1 \cdot 10^{-4} \div 1$, cu o eroare $< \pm 1{,}5\,\%$.

3.2. Interpretarea rezultatelor

Variația $\mathrm{tg}\delta$ cu temperatura este reprezentată în diagramele 2 și 3. Prima diagramă conține rezultatele determinărilor făcute numai asupra izolației proprii a bobinelor, iar cea de-a doua este trasată pe baza rezultatelor măsurărilor făcute asupra izolației propriu-zise, plus izolația suplimentară din crestătură.

Ambele diagrame confirmă superioritatea schemei noi. La temperatura mediului ambiant, pierderile dielectrice sînt apropiate ca valoare, izolația clasică avînd pierderi ceva mai mari,

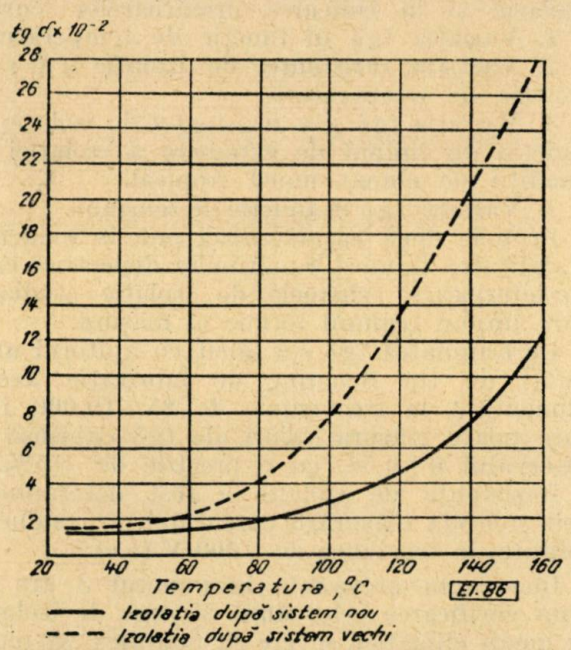


Fig. 2. Variația tg δ în funcție de temperatură a izolației bobinelor statorice ale celor două mașini de 160 kW,6 kV.

iar pe măsură ce temperatura crește, tgδ la izolația clasică prezintă o creștere mai rapidă la aceeași variație de temperatură.

În ceea ce privește variația rezistenței de izolație cu temperatura, prezentată în diagramele 4 și 5, se observă următoarele : la temperatura de 20°C rezistența de izolație (R_{iz}) la schema clasică are valori mai scăzute decît (R_{iz}) la schema modernă. Această superioritate continuă pînă la temperatura de 140°C.

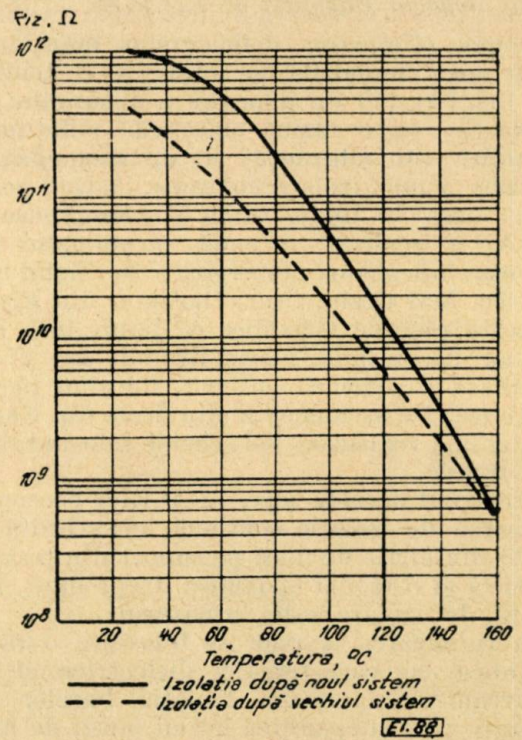


Fig. 4. Variația rezistenței de izolație în funcție de temperatură la bobinele statorice ale mașinilor de 160 kW, 6 kV.

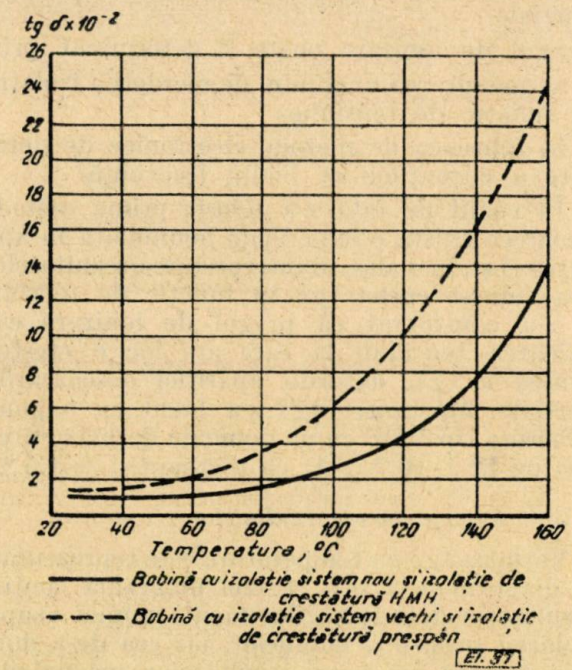


Fig. 3. Variația tgδ în funcție de temperatură a izolației bobinelor statorice plus izolația suplimentară din crestătură, de la cele două mașini de 160 kW,6 kV.

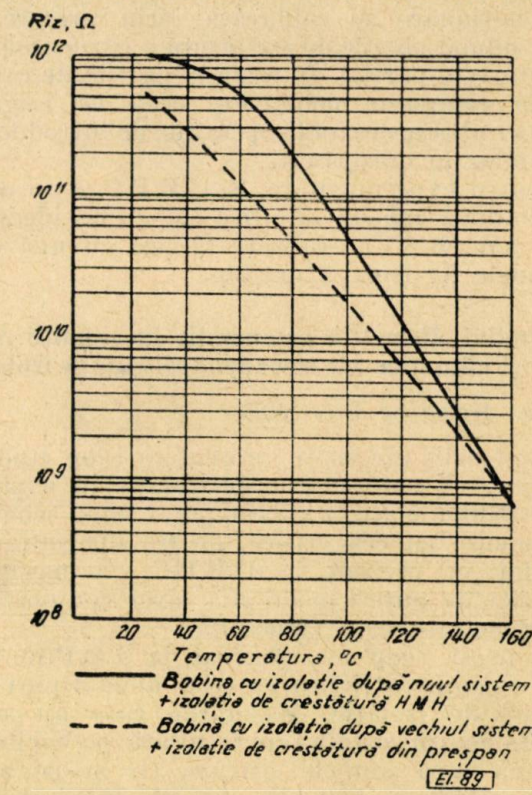


Fig. 5. Variația rezistenței de izolație în funcție de temperatură la bobinele statorice cu izolație de crestătură de la mașinile de 160 kW, 6 kV.

Modul cum se comportă cele două scheme de izolație, în condiții de climat umed tropical, poate fi urmărit în diagramele 6 și 7. Măsurările s-au efectuat pentru cele două diagrame în aceleași condiții, ceea ce diferă fiind faptul că izolația suplimentară din crestătură a fost luată sau nu în considerare la măsurări.

Din diagrama 6 reiese clar stabilitatea pierderilor dielectrice la noua schemă de izolație, în sensul că după circa 30 de cicluri tg δ rămîne, practic, constantă în jurul valorii de $(22-23)\cdot 10^{-2}$. În schimb, la vechea schemă clasică, pierderile dielectrice cresc brusc, ajungînd după 16 cicluri la valoarea de $58\cdot 10^{-2}$ (ieșind din gama de măsură a punții).

Aceeași situație se observă și în cazul măsurărilor asupra izolației propriu-zise a barelor, plus izolația suplimentară din crestătură, după diagrama 7.

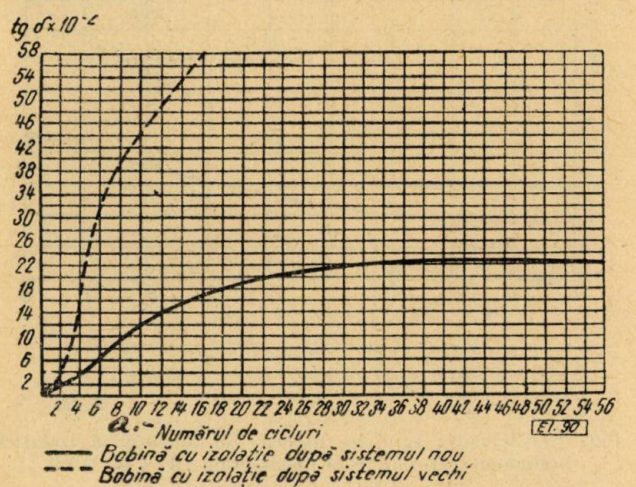


Fig. 6. Variația pierderilor dielectrice în funcție de timp la bobinele de la mașinile de 160 kW, 6 kV menținute în climat umed tropical.

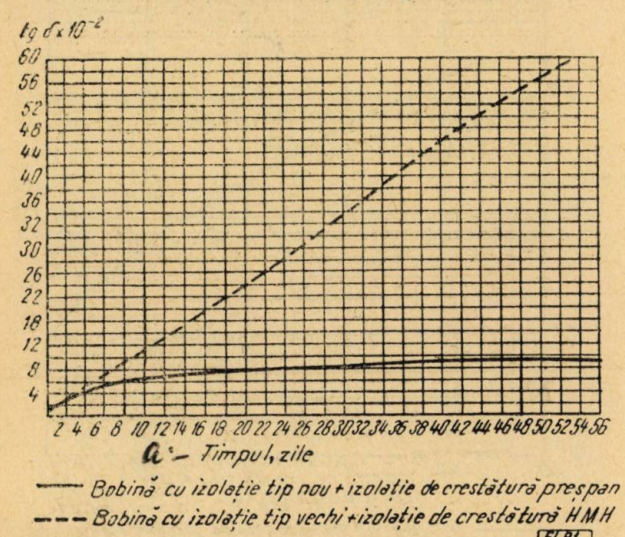


Fig. 7. Variația tg δ în funcție de timp la bobinele de la mașinile electrice de 160 kW,6 kV, menținute în climat umed tropical. Măsurările s-au efectuat asupra izolației proprii a bobinei plus izolația suplimentară din crestătură.

În diagrama 8 este prezentată variația rezistențelor de izolație a bobinajelor expuse în climat umed tropical. Dacă valorile inițiale pentru cele două scheme de izolație nu sînt

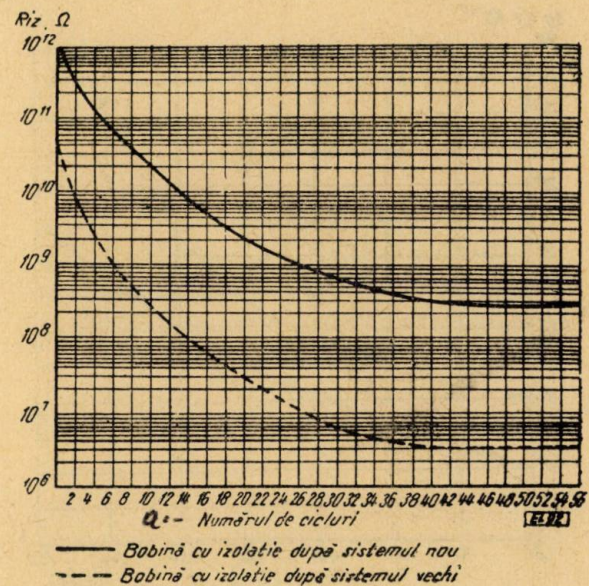


Fig. 8. Variația rezistenței de izolație în funcție de timp la bobinele de la mașinile de 160 kW, 6 kV, menținute în climat umed tropical.

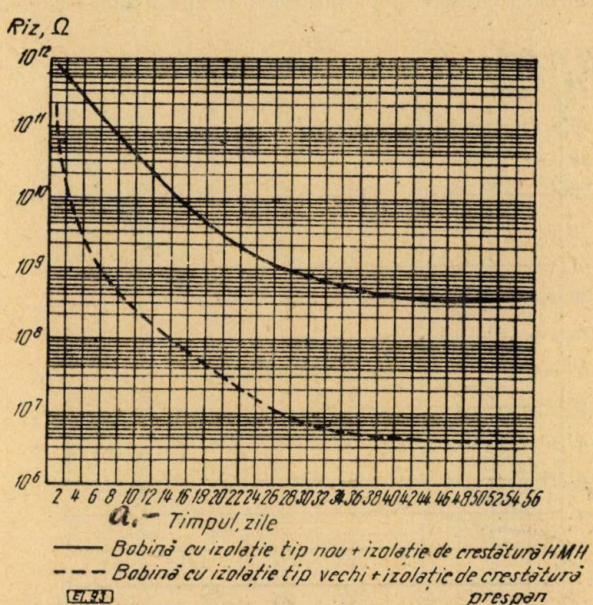


Fig. 9. Variația rezistenței de izolație în funcție de timp la bobinele celor două mașini electrice de 160 kW, 6 kV,menținute în climat umed tropical. Măsurările s-au efectuat asupra izolației bobinei plus izolația suplimentară din crestătură.

mult distanțate, respectiv 10^{12} față de 10^{11} ohmi, în schimb după cele 56 de cicluri, R_{iz} a sistemului nou nu scade sub valoarea $3\cdot 10^{8}$ ohmi, pe cîtă vreme la sistemul clasic de izolație ea scade pînă la $3\cdot 10^{6}$ ohmi. Același lucru se observă și la izolația barelor plus izolația crestăturii, studiată în diagrama 9.

Bobinele expuse timp de 56 zile în condiții de climat umed tropical au fost lăsate timp de 60 zile în condiții normale și apoi s-au măsurat din nou caracteristicile dielectrice. Și la aceste

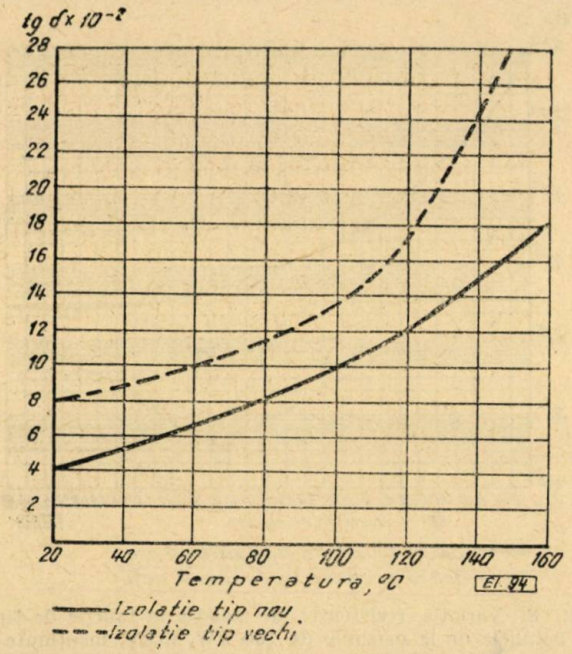


Fig. 10. Variația tg δ în funcție de temperatură la bobine cu izolații diferite, după menținere în climat umed tropical.

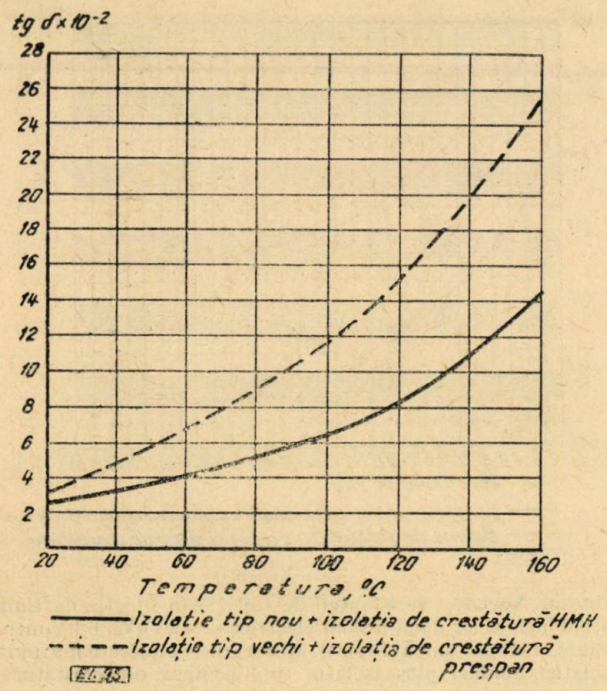


Fig. 11. Variația tg δ în funcție de temperatură la bobinele cu izolații diferite, după menținere în climat umed tropical.

măsurări, variația tgδ în funcție de temperatură, diagramele 10 și 11 arată superioritatea schemei de tip nou.

Variația tgδ în funcție de tensiune este prezentată în diagrama 12.

Pentru izolația clasică, tgδ inițială (la 1 kV) este relativ scăzută, respectiv $6 \cdot 10^{-2}$, și se menține constantă pînă la 4 kV, de unde începe o creștere accentuată. Izolația de tip nou are valoarea inițială mai bună, respectiv $3{,}5 \cdot 10^{-2}$ și își menține aceeași valoare pînă la tensiunea de 4,5 kV și totodată alura de creștere a curbei este mai puțin accentuată. Trebuie menționat că grosimea izolației la sistemul nou este de numai 2,2 mm, față de 2,6 mm la sistemul clasic. Deci la grosimea redusă a izolației de tip nou avem caracteristici de ionizare superioare.

Studiul comparativ a fost continuat apoi pe cele două mașini de 160 kW, 6 kV. Măsurările

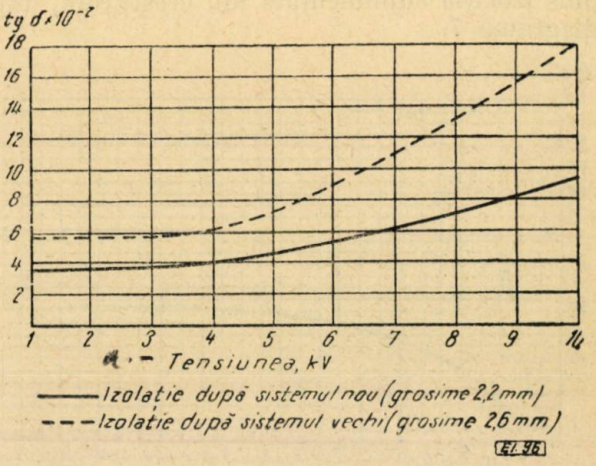


Fig. 12. Variația tg δ în funcție de tensiune a izolației bobinelor statorice de la mașinile de 160 kW, 6 kV.

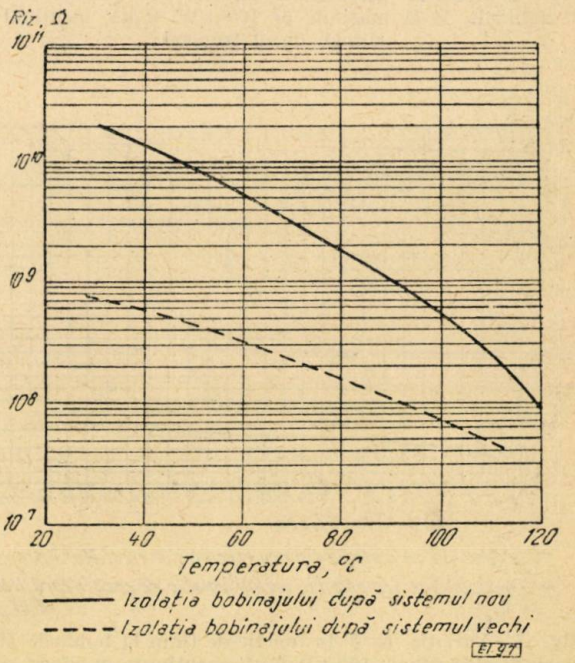


Fig. 13. Variația rezistenței în funcție de temperatură la bobinajele statorice de la mașinile de 160 kW, 6 kV.

s-au făcut la U.E.P.C. pe cele două maşini, studiindu-se următoarele caracteristici:

1. Variaţia rezistenţei de izolaţie în funcţie de temperatură.

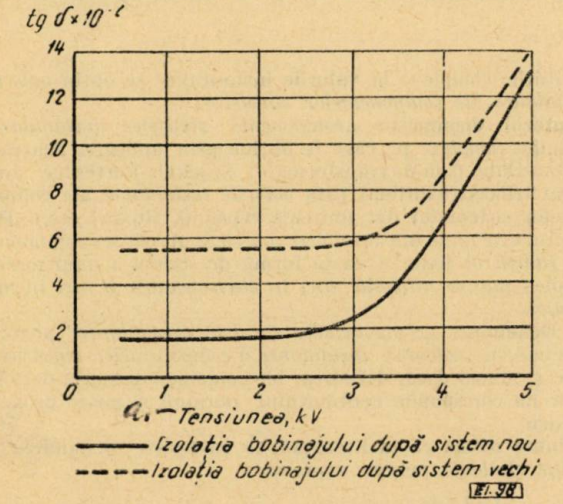


Fig. 14. Variaţia tg δ în funcţie de tensiune la izolaţia bobinajelor statorice de la maşinile de 160 kW, 6 kV. Măsurări făcute cu puntea Siemens la U.E.P.C.

2. Variaţia tgδ cu tensiunea.

Măsurările făcute asupra variaţiei rezistenţei de izolaţie a maşinilor, în funcţie de temperatură, ale cărei rezultate sînt ilustrate în diagrama 13, pun în evidenţă aceeaşi curbă de variaţie pe care am găsit-o la măsurările făcute pe bobine.

Variaţia tgδ cu tensiunea a fost stabilită pe baza măsurărilor făcute cu puntea Siemens. Rezultatele măsurărilor, reprezentate în diagrama 14, arată că, iniţial şi pînă la aproximativ 3,5 kV, pierderile dielectrice la maşina cu schemă clasică de izolaţie se menţin la valoarea $5{,}5 \cdot 10^{-2}$, pe cînd la maşina cu schemă de izolaţie de tip nou, pierderile dielectrice păstrează valoarea $1{,}7 \cdot 10^{-2}$.

Se constată totodată că ionizarea pusă în evidenţă de creşterea bruscă a tgδ cu tensiunea apare la o valoare a tensiunii superioară tensiunii nominale a izolaţiei de 3,4 kV, pentru ambele scheme de izolaţie.

Şi după 4 kV pierderile dielectrice continuă să fie mai mari la schema de izolaţie clasică, însă cu tendinţa de apropiere a curbelor.

Aceste două maşini au fost montate la Fabrica de ciment Bîrseşti, unde se va continua studiul dielectric comparativ în condiţii normale de exploatare.

În continuare se vor studia comparativ şi caracteristicile termomecanice ale celor două scheme de izolaţie.

Concluzii

1. Studiul dielectric comparativ, în condiţii normale şi climatice, ale celor două scheme de izolaţie, a arătat superioritatea schemei moderne cu răşini epoxidice.

2. Pentru seria unitară de maşini asincrone cu putere de la 100 la 1 000 kW este justificată folosirea acestei noi scheme de izolaţie, atît prin caracteristicile dielectrice superioare, cît şi prin eficienţa economică dovedită.

3. Bazîndu-ne pe rezultatele acestui studiu, se pune problema continuării cercetărilor pentru ridicarea gradientului de potenţial folosit, în consecinţă pentru reducerea grosimii izolaţiei barelor statorice.

Bibliografie

[1] *Abbeg K, Calischi, Ch.* şi *Knapp, F.* Isolationen hoher Festigkeit für Generatoren grosser Leistung. In: Bull Oerlikon, nr. 332, 1959, p. 8—21.

[2] *Rembold, H. N.* Neue Isoliermaterialen mit Glimmer papier zur Spulen und Stabisolation von Elektrischen Maschinen. In: Bull de l'Assoc. Suisse des Électriciens **55**, nr. 20, 3 oct 1964, p. 1025—1030.

[3] *Bercu, A.* şi *Perlea, M.* Scheme de izolaţie moderne pentru maşini electrice de mare putere I.C.P.E. Lucrare prezentată la a patra sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice, vol. **II**, 1964, p. 3—18.

[4] *Abbeg, K.* Aus der Technologie der Wasserkraftgeneratoren der Stator wichlung. In: Bull ASE **51**, nr. 8, aprilie 1960, p. 428—437.

[5] *Oburger, S.* Isolierstoffe und izolierverfahren für die Wicklungen von Grossgeneratoren. In: Maschinenwelt und Elektrotechnik **16**, nr. 12, 1961, p. 572—574.

[6] *Blinne, K., Mäder, O.* şi *Peter, J.* Orlitherm — eine moderne Hochspannung isolation. In: Bull Oerlikon, nr. 345, 1961, p. 37—60.

[7] *Dolyak, R.* şi *Wolhfahrt, O.* L'isolation des bobinages statoriques des machines à haute tension. In: Revue Brown Boveri, nr. 25, mai 1964, p. 274—280.

[8] *Dubsky,* şi *Cervenko, R.* Beitrag zur Technologie der Aushöurtens der Hochspannungs — Glimmer Papierizolierung. In: Electrie, nr. 8, 1964, p. 247—248.

[9] *Lang, C.* Conception moderne en matière d'isolation. L'isolation thermolastic. In: Revue S-W, nr. 19, ian 1955, p. 2—20.

[10] *Mosez, I.* şi *Botts, J.* Isolement au mica impregné en resine synthétique pour grandes machines tournantes. CIGRE 1964, tom **II**, rap. 136, p. 20.

[11] *Leroy, I.* Isolants modernes en electrotehnique. In: Industrie des Plastiques Modernes, oct 1964, p. 105—109.

[12] *Bercu A.* Scheme de izolaţie moderne pentru maşini electrice de mare putere. In: Electotehnica **11**, nr. 9, 1963, p. 343—349.

Intrat în redacţie la 12.XI.1965

DISCUȚIE

Privind articolul „Transformări de coordonate folosite în teoria mașinilor de curent alternativ" de dr. ing. Vasile N. Nedelcu, apărut în: Electrotehnica 14, nr. 3, martie 1966, p. 73–78

OBSERVAȚII

1. **Generalități.** În articolul său, conf. dr. ing. V. N. Nedelcu utilizează notații cu totul diferite de cele adoptate de standardele românești și recomandate de C.E.I. Cum țara noastră este membră a acestei organizații internaționale, autorii români respectă, în general, notațiile recomandate. În acest mod, cititorii familiarizați cu aceste notații nu mai întîmpină greutăți la citirea lucrărilor originale.

Notațiile proprii, ca : $\dot{Y}$, pentru fazor, în loc de $\underline{Y}$; α, pentru operatorul de rotație cu 120°, în loc de a ; $\overleftarrow{Y}_n$ pentru „componentă rotitoare" etc. nu sînt justificate și, după părerea noastră, îngreunează lectura lucrării și pot provoca confuzii.

În cele ce urmează vom discuta unele din noțiunile și notațiile folosite de conf. dr. ing. V. N. Nedelcu ; nu vom urma însă ordinea dată de autor, ci ordinea logică a introducerii succesive a diverselor noțiuni.

2. **Componente simetrice rotitoare și componente simetrice complexe.** Se știe că funcțiile periodice alternative sinusoidale—funcțiile armonice—(de timp sau de spațiu) se reprezintă grafic *în plan* printr-un vector care *se rotește* în jurul originii sale cu viteza unghiulară constantă ω, argumentul acestui vector față de un sistem *fix*, de referință,

$$\omega t + \varphi,$$

fiind o funcție liniară de timp. Această reprezentare — cunoscută sub numele de reprezentarea lui Fresnel — redă, prin proiecția vectorului pe una din cele două axe ale sistemului de referință, funcția armonică respectivă. Același rezultat se poate obține dacă se consideră un vector *fix în plan* raportat la un sistem de referință care *se rotește* în jurul originii sale cu viteza unghiulară $(-\omega)$, la timpul $t = 0$, poziția vectorului respectiv fiind dată de unghiul de fază φ în raport cu axa originii de timp.

Un asemenea vector se numește un *vector rotitor* ; a fost propusă denumirea de *fazor*, denumire adoptată de autorii români și de învățămîntul tehnic superior, deși ea nu a fost încă adoptată de C.E.I.

Analitic, fazorii se exprimă cu ajutorul numerelor complexe ; în consecință, nu se poate folosi denumirea de „componente simetrice complexe" exclusiv pentru fazorii Stockvis-Fortescue. Componentele simetrice (fazorii Stockvis-Fortescue) sînt fazori și se exprimă cu ajutorul cantităților complexe devenind astfel, în planul de reprezentare, vectori ficși ; componentele simetrice sînt deci *mărimi complexe* „componente simetrice complexe *)" ; pe de altă parte „componentele simetrice complexe" sînt fazori față de sistemul de referință mobil (reprezentarea Fresnel), sînt deci „componente simetrice rotitoare". În consecință, credem că noțiunea introdusă de autor în articolul său este pleonastică și deci inutilă, putînd provoca confuzii.

De asemenea, notațiile $\overleftarrow{y}_1$, $\overleftarrow{y}_2$, $\overleftarrow{y}_0$ sînt inutile (notațiile curente $\underline{Y}_d$, $\underline{Y}_i$, $\underline{Y}_h$ sau $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2$, $\underline{Y}_0$ sînt suficiente) și au darul să producă confuzii.

3. **Componente simetrice instantanee.** Componentele simetrice ale unui sistem trifazat de fazori se obțin prin aplicarea transformării Stockvis-Fortescue sistemului dat ; această transformare se aplică sistemului de fazori exprimat cu ajutorul cantităților complexe și rezultatul obținut — componentele simetrice — sînt exprimate tot prin cantități complexe. Prin aplicarea procedeului cunoscut de trecere de la cantitățile complexe la valorile instantanee se obțin *valorile instantanee ale componentelor simetrice.*

Autorul denumește *„componente simetrice instantanee"* mărimile *complexe* pe care le obține prin aplicarea matricei de conexiune (sau de transformare) Stockvis-Fortescue unui sistem trifazat exprimat prin *valorile instantanee* ale componentelor sistemului dat (curenți, tensiuni, fluxuri etc.). Rezultatul este *un sistem de numere complexe* ale căror componente sînt *funcții de timp.* Această formă de scriere a unui număr complex *nu este utilizată nici în electrotehnică și nici în matematici.*

Denumirea *„componentele simetrice instantanee"* poate fi sinonimă cu *„valoarea instantanee a componentelor simetrice"*, dacă, și numai dacă, definirea lor coincide ; definiția dată de autor nu corespunde conținutului noțiunii și poate provoca confuzii.

Ținînd seamă că în literatuă se întîlnește denumirea de *funcție cisoidală* pentru expresia :

$$\varepsilon^{j(\omega t + \varphi)} = \cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi),$$

s-ar putea propune denumirea de *componente simetrice cisoidale* expresiilor definite de autor și denumite *componente simetrice instantanee.*

După părerea noastră acest tip de componente simetrice, cît și valoarea instantanee a componentelor simetrice, nu au nici o utilitate practică.

4. **Observații generale.** În articol se redau o serie de relații de transformare a diverselor sisteme de coordonate, unele din acestea bazate pe transformările discutate în cele ce preced, altele pornind de la niște premise care — după părerea noastră — sînt necorespunzătoare, așa după cum am arătat cu o altă ocazie. În afară de aceasta, autorul nu reușește să facă o prezentare didactică și convingătoare a tezei pe care o susține, aceasta datorită, în primul rînd, denumirilor și notațiilor personale utilizate.

Problema corelării diverselor sisteme de coordonate utilizate în studiul mașinilor electrice este actuală și merită un studiu care să ajute pe cititor la înțelegerea lor și mai ales la cunoașterea avantajelor și dezavantajelor prezentate de fiecare sistem de coordonate în parte.

Prof. dr. docent în științe *Ion S. Antoniu*,
membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România.

RĂSPUNS

1. **Observația privind nerespectarea anumitor recomandări CEI** sau standarde merită o atenție deosebită. În primul rînd trebuie remarcat faptul că CEI, în multe din recomandările sale, a rămas în urma literaturii curente de specialitate ; în al doilea rînd, recomandările CEI, chiar cele cîteva care există, nu se referă la toate speciile de mărimi care se folosesc în mod curent, în special, în literatura consacrată mașinilor electrice ; în al treilea rînd este știut faptul că nu numai Republica Socialistă România este membră a CEI, ci și alte țări și totuși nicăieri, din considerentele specificate mai sus nu se respectă aceste recomandări integral. Considerațiile de mai sus sînt valabile, într-o măsură oarecare și pentru prevederile STAS.

În sensul celor arătate mai sus pot fi citate unele lucrări remarcabile din literatura tehnică mondială : [1], [2], [4], [5].

2. **Observațiile cuprinse la punctul 2**

a) Imaginile simbolice ale funcțiilor sinusoidale. O funcție armonică y_n de forma :

$$y_n = \hat{Y}_n \cos(\omega t + \varphi_n) \qquad (1)$$

* Am cuprins între ghilimele denumirea dată de conf. dr. ing. V. N. Nedelcu.

poate fi reprezentată simbolic prin intermediul unuia din fazorii Fresnel ($\overleftarrow{y_n}$, $\overrightarrow{y_n}$) sau, vectorii rotitori, cum îi numește prof. dr. doc. I. S. Antoniu, conform relației :

$$y_n = \frac{1}{2}(\overleftarrow{y_n} + \overrightarrow{y_n}), \tag{2}$$

unde :

$$\overleftarrow{y_n} = \hat{Y}_n e^{j(\omega t + \varphi_n)} \; ; \; \overrightarrow{y_n} = \hat{Y}_n e^{-j(\omega t + \varphi_n)}, \tag{3}$$

între mărimile y_n, $\overleftarrow{y_n}$, $\overrightarrow{y_n}$ putînd fi scrisă relația :

$$y_n = \mathrm{Re}(\overleftarrow{y_n}) = \mathrm{Re}(\overrightarrow{y_n}). \tag{4}$$

În acest caz fazorii Fresnel sînt raportați la un sistem staționar complex de coordonate și se rotesc față de acesta în jurul originii cu viteza unghiulară ω în sens trigonometric pozitiv ($\overleftarrow{y_n}$) sau negativ ($\overrightarrow{y_n}$) ; axa de timp de referință se confundă cu axa mărimilor reale a sistemului. Dacă funcția (1) este sinusoidală, atunci axa de timp de referință se confundă cu axa mărimilor imaginare și relația de legătură (4) devine :

$$y_n = \mathrm{Im}(\overleftarrow{y_n}) = -\mathrm{Im}(\overrightarrow{y_n}). \tag{4'}$$

Dacă în expresiile (3) se pun în evidență amplitudinile complexe, acestea devin :

$$\overleftarrow{y_n} = \underline{Y}_n e^{j\omega t} \; ; \; \overrightarrow{y_n} = \underline{Y}_n^* e^{-j\omega t}, \tag{3'}$$

unde, $\underline{Y}_n$ $\underline{Y}_n^*$, sînt amplitudinile complexe ale fazorilor Fresnel sau fazorii Fresnel staționari :

$$\underline{Y}_n = \hat{Y}_n e^{j\varphi_n} \; ; \; Y_n^* = \hat{Y}_n e^{-j\varphi_n}. \tag{5}$$

Desigur că fazorii $\overleftarrow{y_n}$, $\overrightarrow{y_n}$ printr-o transformare oarecare pot fi raportați la alte sisteme complexe de coordonate rotitoare sau staționare. Astfel, față de două sisteme rotitoare (de viteza unghiulară ω) de referință (pozitiv, negativ), fazorii Fresnel vor fi în repaus ; dacă poziția inițială a sistemelor se alege astfel încît la $t = 0$ acestea se confundă cu sistemul inițial, atunci $\overleftarrow{y}$, $\overrightarrow{y}$ devin $\overleftarrow{y'}$, $\overrightarrow{y'}$:

$$\overleftarrow{y'_n} = \overleftarrow{y_n} e^{-j\omega t} = \underline{Y}_n \; ; \; \overrightarrow{y'_n} = \overrightarrow{y_n} e^{j\omega t} = \underline{Y}_n^*, \tag{6}$$

de unde rezultă că fazorii $\overleftarrow{y_n}$, $\overrightarrow{y_n}$ nu pot fi înlocuiți prin fazorii $\underline{Y}_n$ Y_n^* decît în sistemele rotitoare sincrone. În electrotehnica generală se obișnuiește a se opera cu fazorii Fresnel de rotație pozitivă ($\overleftarrow{y_n}$) fără ca aceasta să confere avantaje speciale față de fazorii de rotație negativă ($\overrightarrow{y_n}$).

În sensul celor de mai sus este remarcabilă observația lui K. Simonyi [1, p. 346]. Considerîndu-se o tensiune sinusoidală de forma $u = \hat{U} \sin(\omega t - \varphi)$ se spune : „The mathematical treatment of sinusoids is relatively simple, but the graphical representation often becomes too complicated and lacks clarity. It is therefore expedient to introduce the complex voltage $\bar{u} = \hat{U} e^{j(\omega t - \varphi)}$ with the remark that the imaginary part of the complex voltage describes the actual voltage which exists". În continuare, contravenind întrutotul recomandărilor CEI, folosește pentru amplitudinile complexe literele mari de tipar aldine. Se observă că mărimea complexă $\bar{u}$ nu este altceva decît fazorul Fresnel pozitiv de tensiune.

În același mod K. P. Kovács [2, p. 15] introduce fazorii Fresnel pe care-i denumește „Komplexe Momentanwerte der Skalargrössen", amplitudinile complexe (Zeitzeiger) pe care le notează cu litere mari de tipar aldine, ale mărimilor instantanee (scalare), pe care le notează cu litere mici de tipar.

Numărul exemplelor din literatura tehnică mondială poate fi multiplicat. Ne-am limitat la cele două lucrări [1], [2] pentru că ele au un prestigiu recunoscut.

b) În continuare, prof. dr. doc. I. S. Antoniu se referă la componentele simetrice Stockvis-Fortescue despre care afirmă că sînt „componente rotitoare". Avînd în vedere faptul că observațiile cuprinse la punctul 3 sînt legate de acestea, în cele ce urmează ne vom referi și la acest punct.

În această ordine de idei trebuie specificate de la început următoarele noțiuni legate într-un mod sau altul de transformarea S.F. :

— componentele simetrice scalare sau valorile instantanee ale componentelor simetrice S.F. ;

— componentele simetrice complexe sau amplitudinile complexe staționare ale componentelor S.F. ;

— componentele simetrice complexe rotitoare sau amplitudinile complexe rotitoare ale componentelor S.F., pe care K. P. Kovács le denumește „komplexe Momentanwerte der symmetrischen Grössen" [2, pag. 16], și în sfîrșit ;

— componentele simetrice (complexe) ale mărimilor scalare (instantanee).

Desigur, între aceste mărimi pot fi stabilite relații, dar în nici un caz nu se confundă unele cu altele.

Pentru a aprecia caracterul diferitelor componente, vom considera un sistem trifazat oarecare de mărimi armonice ale căror expresii sînt date de (1) în care indicele $n = a, b, c$.

Componentele simetrice ($\underline{y}_1$, $\underline{y}_2$, y_0) ale mărimilor instantanee (y_n) se obțin aplicînd transformarea S. F. acestor mărimi. În cele ce urmează vom adopta pentru operatorul temporal de defazare la $2\pi/3$ rad. el. simbolul α, conform [3, pag. 323], astfel încît operatorul $\underline{\alpha}_n$ reprezintă :

$$\underline{\alpha}_a = e^{j2\pi} = 1 \; ; \; \underline{\alpha}_b = e^{j\rho} \; ; \; \underline{\alpha}_c = e^{j2\rho} \; (\rho = 2\pi/3 \text{ rad. el.}).$$

Expresiile componentelor $\underline{y}_1$, $\underline{y}_2$ sînt :

$$\underline{y}_1 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n y_n = \frac{1}{2}\underline{y} = \frac{1}{2} y \,/\underline{\varepsilon} \; ; \tag{7}$$

$$\underline{y}_2 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n^* y_n = \frac{1}{2}\underline{y}^* = \frac{1}{2} y \,/\!-\underline{\varepsilon} \; ; \tag{8}$$

$$y_0 = \frac{1}{3}\sum y_n, \tag{9}$$

unde :

$$y = \sqrt{\frac{2}{3}}\sqrt{\sum y_n^2} \; ; \; \cos\varepsilon = y_a/y. \tag{7'}$$

Dintre observațiile prof. dr. doc. I. S. Antoniu, exprimate în legătură cu aceste componente, reținem : „Această formă de scriere a unui număr complex nu se utilizează nici în electrotehnică, nici în matematică" ... sau ... „Denumirea „componente simetrice instantanee" poate fi sinonimă cu valoarea instantanee a componentelor simetrice, dacă și numai dacă definirea lor coincide ; definiția dată de autor nu corespunde conținutului noțiunii și poate provoca confuzii".

Trebuie precizat fără echivoc faptul că în articolul menționat nu se folosește niciodată denumirea de „componente simetrice instantanee", ci „componente simetrice ale mărimilor instantanee", sub această denumire totdeauna înțelegîndu-se mărimile date de relațiile (7), (8), (9). Prof. dr. doc. I. S. Antoniu afirmă că aceste componente, nu se folosesc și că, deci, sînt inutile. Situația obiectivă însă este alta : geneza acestor componente este veche timpului. După cunoștința noastră, aceste componente au fost introduse de W. V. Lyon în perioada 1920—1930. În anul 1933 P. S. Jdanov [7] dă o interpretare fizică și geometrică, foarte frumoasă, acestor componente, a căror aplicare permite să se rezolve una din cele mai subtile și dificile probleme ale teoriei mașinilor electrice, care stă la baza teoriei moderne a acestora : legătura dintre defazajele temporale și decalajele spațiale, care apare în cazul armăturilor tri sau polifazate ale mașinilor de c.a. În ultimul timp, din nou W. Lyon [6], Gorev, Kazovskiy, Venikov, Concordia și numeroși alții folosesc aceste noțiuni cu mult succes în rezolvarea unora din cele mai complicate probleme ale proceselor tranzitorii.

În lumina celor de mai sus pare curioasă aserțiunea prof. dr. doc. I. S. Antoniu, „că această noțiune n-are nici o utilitate practică".

Revenind la expresiile (7, 8), din a căror examinare rezultă că nu pot fi confundate cu „valorile instantanee ale componentelor simetrice", și luînd în considerație (2), se obține :

$$\underline{y}_1 = \frac{1}{2}\left[\overleftarrow{y}_1 + \overrightarrow{y}_2\right]; \tag{10}$$

$$\underline{y}_2 = \frac{1}{2}\left[\overrightarrow{y}_1 + \overleftarrow{y}_2\right], \tag{11}$$

unde $\overleftarrow{y}_1$, $\overleftarrow{y}_2$, $\overrightarrow{y}_1$, $\overrightarrow{y}_2$ au expresiile :

$$\overleftarrow{y}_1 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n \overleftarrow{y}_n = \underline{Y}_1 e^{j\omega t}; \quad \overrightarrow{y}_1 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n^* \overrightarrow{y}_n = \underline{Y}_1^* e^{-j\omega t}; \tag{12}$$

$$\overleftarrow{y}_2 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n^* \overleftarrow{y}_n = \underline{Y}_2 e^{j\omega t}; \quad \overrightarrow{y}_2 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n \overrightarrow{y}_n = \underline{Y}_2^* e^{-j\omega t}, \tag{13}$$

respectiv :

$$\underline{Y}_1 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n \underline{Y}_n; \quad \underline{Y}_1^* = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n^* \underline{Y}_n; \tag{14}$$

$$\underline{Y}_2 = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n^* \underline{Y}_n; \quad \underline{Y}_2^* = \frac{1}{3}\sum \underline{\alpha}_n \underline{Y}_n. \tag{15}$$

Dacă se mai consideră relațiile :

$$y_n = \mathrm{Re}\left\{\underline{\alpha}_n^* \underline{y}\right\} = \mathrm{Re}\left\{\underline{\alpha}_n \underline{y}^*\right\}, \tag{16}$$

respectiv :

$$y_n = y_{n1} + y_{n2} + y_0, \tag{17}$$

unde :

$$y_{n1} = \mathrm{Re}\left\{\underline{\alpha}_n^* \overleftarrow{y}_1\right\}; \tag{17'}$$

$$y_{n2} = \mathrm{Re}\left\{\underline{\alpha}_n \overleftarrow{y}_2\right\}, \tag{17''}$$

atunci relațiile (7—17'') permit a caracteriza toate speciile de mărimi legate de transformarea S.F.

Astfel, componentele $\overleftarrow{y}_1$, $\overleftarrow{y}_2$ (12, 13) reprezintă componentele simetrice (complexe) rotitoare ; componentele $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2$ (14, 15) reprezintă componentele simetrice S.F. (staționare) ; componentele y_{n1}, y_{n2} reprezintă valorile scalare (instantanee) ale componentelor simetrice sau componentele simetrice scalare.

În electrotehnica generală prin componente simetrice se înțeleg componentele definite de Fortescue (1918), adică $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2$; denumirea de componente simetrice complexe a fost utilizată spre a deosebi aceste mărimi de toate celelalte, care se folosesc în teoria modernă a mașinilor electrice : probabil că este într-o oarecare măsură „pleonastică", însă în nici un caz acestea nu pot fi confundate cu cele complex rotitoare $(\overleftarrow{y}_1, \overleftarrow{y}_2)$.

În concluzie, la aceste observații, trebuie subliniată deosebirea fundamentală dintre componentele simetrice S.F. $(\underline{Y}_1, \underline{Y}_2)$ și componentele simetrice ale valorilor instantanee (y_1, y_2) ; în primul caz, componenta de succesiune inversă a unui sistem trifazat simetric este nulă, în al doilea caz, componenta respectivă este complex-conjugată celei de succesiune directă.

Observații finale. Scopul articolului n-a fost didactic ; considerăm însă, că corespunde întrutotul și acestui deziderat, cu condiția de a fi citit. Sarcina esențială care și-a propus-o a fost clar conturată și orice altă contribuție la clarificarea acestei probleme, mult discutată în literatura tehnică de specialitate, nu poate fi decît binevenită. Rămîne neclară remarca prof. dr. doc. I. S. Antoniu, cum că „premisele de la care s-a pornit sînt necorespunzătoare" — așa după cum am arătat cu altă ocazie, cînd după cum se poate verifica, s-a demonstrat că unele afirmații ale domniei sale nu erau întrutotul întemeiate.

Bibliografie

[1] *Simonyi, K.* Foundations of Electrical Engineering. Oxford, London, New York, Paris, Pergamon Press, 1963.

[2] *Kovács, K. P.* Symmetrische Komponenten in Wechselstrommaschinen. Basel und Stuttgart, Birkhäuser Verlag, 1962.

[3] *Antoniu, I. S.* Chestiuni speciale de electrotehnică. București, Editura Academiei, 1956.

[4] *Treșcev, I. I.* Regimuri ale mașinilor electrice de curent alternativ de nave (l. rusă). Leningrad, Editura Sudostroienie, 1965.

[5] *Aliabiev, M. I.* Teoria generală a mașinilor electrice de nave. Leningrad, Editura Sudostroienie, 1965.

[6] *Lyon, W. V.* Transient Analysis of Alternatinc Current Machinery. New York, J. Wiley, 1954.

[7] *Jdanov, P. S.* Stabilitatea sistemelor energetice. ONTI, Moscova — Leningrad, 1933.

Conf. dr. ing. *V. N. Nedelcu* 19.I.1966

NOUTĂŢI DIN INDUSTRIE

Un nou dispozitiv de electrosecuritate pentru mersul în gol al transformatoarelor de sudură

CZ 621.316.938 : 621.791.004.4

1. Generalităţi

Dispozitivul are drept scop reducerea tensiunii de mers în gol a transformatoarelor de sudură la o valoare nepericuloasă (24 V) în perioada în care operatorul nu sudează. La atingerea piesei de sudat de către electrod în vederea amorsării arcului, dispozitivul restabileşte automat tensiunea normală şi astfel devine posibilă sudarea.

Pentru a nu jena pe sudor este necesar ca după întreruperea arcului tensiunea secundară să fie menţinută la valoarea nominală, timp de cel puţin 0,5 s, pentru a putea reamorsa cu uşurinţă arcul.

Dacă din punct de vedere tehnologic este de dorit ca această temporizare să fie cît mai lungă, din punctul de vedere al electrosecurităţii această temporizare este limitată la valorile de curent care pot fi suportate un anumit timp fără riscul apariţiei fenomenului de fibrilaţie a inimii. Aceste valori sînt următoarele :

500 mA	0,1 s ;
350 mA	0,2 s ;
250 mA	0,4 s ;
160 mA	1 s ;
110 mA	2 s ;
90 mA	3 s ;

Dacă se admite că, în cazul cel mai defavorabil, rezistenţa internă a operatorului scade la 2400 Ω, atunci el va putea fi străbătut timp de maximum 3 s de un curent de maximum 24 V/2400 Ω = 10 mA, faţă de 90 mA admis în valorile indicate.

Aceasta nu înseamnă că o dată cu introducerea dispozitivului de electrosecuritate se renunţă la măsurile clasice de protecţie ale sudorului (mănuşi şi îmbrăcăminte izolatoare, portelectrozi izolaţi etc.).

2. Problema complexităţii schemelor dispozitivelor de electrosecuritate

Pe măsură ce se cere ca schema să fie universală (adică să poată fi adaptată la orice tip de transformator de sudură), să nu aibă bobinaje de excitaţie parcurse de curentul de sudură şi să aibă totuşi temporizare relativ mare (de ordinul secundelor), numărul de elemente în mişcare (relee) creşte.

Dat fiind că transformatoarele de sudură funcţionează de obicei în condiţii grele (şocuri, înclinaţii etc.), prin mărirea numărului de relee scade siguranţa în funcţionare a dispozitivului de electrosecuritate.

3. Principiul de funcţionare

Tensiunea în secundar este redusă prin introducerea în serie cu primarul transformatorului — *a* condensatorului C_1 (fig. 1).

În repaus, releul K este deschis, deoarece comenzile date de către tensiunea secundară prin autotransformatorul TU-TI, redresorul Rd_1 şi Rd_2 pe cele două înfăşurări de comandă I_1S_1 şi I_2S_2 ale amplificatorului magnetic AM sînt în opoziţie.

Prin atingerea electrodului cu piesa de sudat ($U_2 = 0$), condensatorul C_2 se descarcă numai prin înfăşuarea I_2S_2, comandă amplificatorul şi se închide releul. Contactul K_1 scurtcircuitează condensatorul C_1 şi tensiunea în secundar ajunge la valoarea normală. În timpul sudării, amplificatorul este comandat prin semnalul dat de curentul secundar — din „transformatorul de curent" TU-TI, Rd_1 Rd_2 — pe înfăşurarea I_2 S_2.

La întreruperea curentului de sudură, descărcarea condensatorului C_3 prin rezistenţa R_1 şi înfăşurarea S_p I_p comandă deschiderea releului, dar aceasta nu se va produce decît după descărcarea condensatorului C_2 prin înfăşurarea I_2 S_2, obţinînd astfel temporizarea dorită.

Întrucît în repaus, condensatoarele C_2 şi C_3 sînt încărcate de la redresorul Rd_1, temporizarea se obţine chiar dacă la

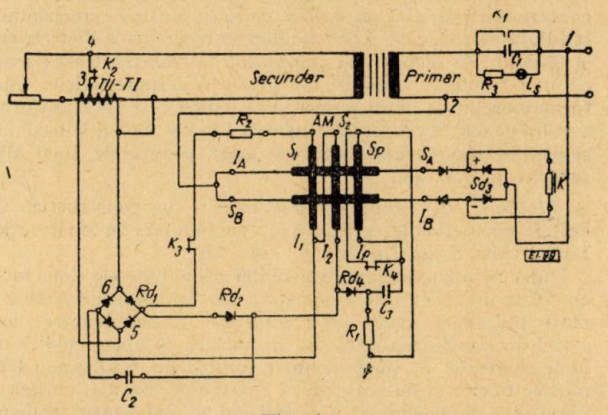


Fig. 1

prima atingere a electrodului nu s-a amorsat arcul şi deci nu s-a stabilit curentul normal de sudură. Un bec de neon L_s semnalizează funcţionarea corectă a releului.

4. Avantaje

Principalul avantaj pe care îl prezintă dispozitivul de electrosecuritate tip DE-300 faţă de alte dispozitive propunse sau existente în fabricaţie este satisfacerea simultană a următoarelor condiţii : — schema poate fi adaptată la orice tip de transformator de sudură ;

— siguranţa mărită în exploatare datorită numărului minim de elemente în mişcare (un singur releu) ;

— nu are nici un contact străbătut de curentul de sudură ;

— nu are nici o înfăşurare de excitaţie străbătută de curentul de sudură. Din punct de vedere constructiv transformatorul TU-TI este un transformator de intensitate de trecere (cu o singură spiră) ;

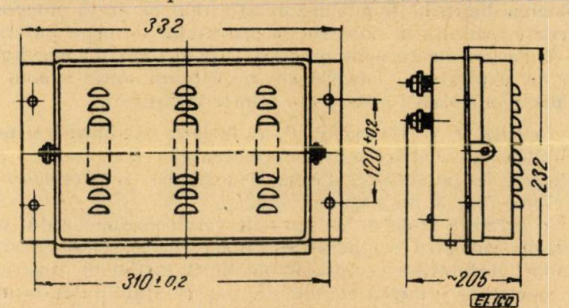


Fig. 2

— reducerea tensiunii se face prin introducerea unui condensator în serie cu primarul, fapt care îmbunătăţeşte factorul de calitate la mersul în gol ;

— se poate obţine — cu ajutorul circuitelor *RC* — practic orice temporizare.

Ing. *Iancu Genunchi*

RECENZII

CZ 621.316.988 : 621.791.73.091.4

Transformatoare foarte mari (Les très grands transformateurs). In : Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 9, sept 1965, p. 721—762.

În cuprinsul a opt articole se expun problemele legate de construcția și exploatarea transformatoarelor de mare putere în următoarea ordine :

1. *Dormont, I.* Introducere, p. 721—726.

După încadrarea problemei se arată tendințele actuale în construcția transformatoarelor de mare putere, precizîndu-se tendința de reducere a tensiunilor de încercare a dielectricilor și tendința de reducere a volumului de izolație, ținînd seamă de noile produse izolante. Se prezintă caracteristicile transformatoarelor de mare putere și se indică cele ale transformatorului de 600 MVA realizat pentru 400 kV. Se fac considerații și asupra transformatorului de mare putere de 1000 MVA realizat la 750 kV.

2. *Mochart, B.* Probleme particulare de construcție. Circuitele magnetice (Les problèmes particuliers de construction. Les circuits magnétiques), p. 726—729.

După examinarea caracteristicilor principale ale elementelor ce formează circuitele magnetice ale transformatoarelor de mare putere se arată că rezultatele din exploatarea unor astfel de transformatoare sînt în măsură să ajute modificarea unor elemente. Se propun unele soluții de realizare a îmbinărilor tolelor și de realizare a coloanelor. Se dau curbele de variație a pierderilor și a curentului în gol pentru transformatoare de diverse puteri în cursul anilor. Se prezintă diagrama vectorială a fluxului în circuitul magnetic și a înfășurării depuse pe jug și coloane pentru un transformator de mare putere cu cinci coloane.

3. *Feintuch, P., Pouard, M., Gougenil, J. C.* și *Lacourcelle, Y.* Protecția contra supratensiunii a transformatoarelor (La protection des transformateurs contre les surtensions), p. 730—737.

Încadrarea problemei se face simultan cu unele considerații asupra tipurilor de supratensiune de manevre, care privesc transformatoarele. Se expun principiile coordonării izolației rețelelor (220—380 kV). Se arată îmbunătățirile aduse descărcătoarelor în ultimii ani.

Se insistă asupra reducerii apreciabile a izolației transformatoarelor, fără a se neglija securitatea lor în exploatare.

4. *Gallai, M., Malamdain, A.* și *Viale, F.* Tehnica izolației (La tehnique des isolements), p. 738—743, 7 fig., 5 ref. bibl.

Se studiază caracteristicile izolației care permite determinarea dimensiunilor transformatorului. Se arată progresele recente realizate în construcția aparatelor de mare putere și se dau o serie de date din practică, care ilustrează longevitatea lor în exploatare. Diagramele însoțitoare arată modul de realizare a izolației între spire și între înfășurări.

5. *Delhaye, I.* și *Vuarchex, P. I.* Izolația stabilizată și posibilitățile de încălzire a transformatoarelor (Les isolants stabilisés et les possibilités d'échauffement des transformateurs), p. 744—748, 3 fig., 22 ref. bibl.

Se prezintă izolația pe bază de celuloză ameliorată, care permite ridicarea temperaturii transformatoarelor. Se arată stadiul cercetărilor asupra îmbătrînirii hîrtiei de izolație și se precizează principalele idei noi pentru stabilitatea termică a izolației pe bază de celuloză. Se constată că generalizarea sistemului complex de izolație a necesitat elaborarea unei teorii a degradării și a măsurilor de înlăturare a îmbătrînirii izolației. Diagramele prezentate ilustrează aspectele teoretice și practice ale îmbunătățirii izolației pe bază de celuloză.

6. *Tournier, Y.* și *Petit, ?.* Contribuții la studiul rezistenței transformatoarelor la eforturile electrodinamice la scurtcircuit (Contribution à l'étude de la tenue transformateurs aux efforts électrodynamiques en court-circuit), p. 749—754, 8 fig., 3 ref. bibl.

După comentarea rezultatelor experimentale obținute pe machete se propune o înfășurare a cărei frecvență de oscilație mecanică este depărtată de frecvența oscilațiilor apărute la scurtcircuit. Se calculează eforturile mecanice, care pot apărea la scurtcircuit și se propun soluții constructive adecvate pentru transformatoarele de putere.

7. *Derippe, I.* Privire asupra soluțiilor constructive folosite la realizarea primului transformator de 660 MVA la 400 kV (Aperçu des solutions constructives apportées à la réalisations du premier transformateur de 660 MVA à 400 kV), p. 754—760, 10 fig., 8 ref. bibl.

Se descriu unele dispozitive care permit realizarea noilor aparate de mare putere. După indicarea caracteristicilor generale și constructive se dau curbele de variație a pierderilor de putere în transformatoarele de mare putere (100—800 MVA), ținîndu-se seamă de greutatea lor specifică (t/MVA). Pentru transformatorul de 600 MVA se indică :

— greutatea miezului magnetic	257 t ;
— greutatea bobinajului	53 t ;
— greutatea uleiului	55 t ;
— greutatea totală în serviciu	465 t.

Randamentul transformatorului de 600 MVA este 0,9964.

Problemele tratate se referă la : caracteristicile generale și cele constructive, efectul fluxului magnetic, cel activ și de scăpări, cuva autoportantă, zgomotul, instalațiile accesorii, prezentarea completă a aparatului și a dimensiunilor sale.

8. *Rogé, G.* Transformatorul de 660 MVA, 20/405 kV pentru centrale termice de 600 MW (Transformateurs 660 MVA, 20/405 kV pour centrale thérmique de 600 MW), p. 761—763, 2 fig.

Se expune în linii mari soluția constructivă pentru un transformator de mare putere de 660 MVA și 405 kV. Se arată caracteristicile circuitului magnetic, a poziției înfășurărilor și a structurii bobinajelor. Totodată se trec în revistă și se fac unele precizări asupra rezistenței la scurtcircuit a izolației asupra circulației uleiului, asupra răcirii și asupra zgomotului rezultat în exploatare.

A. Carabulea

CZ 621.314.2.001.12

* * * **Transformatoare de mare putere. Etapa actuală și perspectivele de viitor** (Les trés grands transformateurs. L'étape actuelle et les perspectives d'avent). În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 10, 1965, p. 813—850.

În cuprinsul a nouă articole se discută și se se prezintă stadiul actual și perspectiva construcției și exploatării întreruptoarelor de mare putere, abordîndu-se următoarele teme :

1. *P. Hoffer.* Transformatoare de 660 MVA-400 kV (Transformateurs 660 MVA, 400 kV), p. 813—816, 4 fig.

Se descrie o nouă construcție a transformatorului de 660 MVA, 400 kV, dîndu-se o serie de indicații practice privind : circuitul magnetic ; bobinajele și dispoziția lor generală ; izolația galeților ; efectul fluxului de scăpări ; cuva zgomotului și accesoriile.

2. *I. Duverni.* Noi caracteristici ale autotransformatoarelor de interconexiune (Les nouvelles caractéristiques des autotransformateurs d'interconnexion), p. 816—818, 1 tab.

Se prezintă experiența acumulată în exploatarea autotransformatoarelor de 380 kV/225 kV folosite la interconexiunea rețelelor electrice. Se arată că prin unele modificări efectuate s-au redus dimensiunile pentru aceeași putere. Se dă o tabelă ce cuprinde comparativ caracteristicile noilor tipuri de autotransformatoare în raport cu cele vechi.

3. *B. Favez.* Determinarea optimului economic (La determination des optimums économiques), p. 818—822.

După ce amintește că problema prezintă un înalt grad de complexitate datorită parametrilor diverși ce intervin, se arată cum se poate obține optimul tehnico-economic la transformatoare ce se proiectează la nivelul tehnicii mondiale. Se indică principiile pentru obținerea optimului economic, insistîndu-se asupra analizării elementelor din componenta transformatoarelor, ținîndu-se cont de : nivelul de izolație, încălzirea, tensiunea de scurtcircuit, curentul de magnetizare, pierderile în fier și cupru.

4. *P. Hoffer, P. Petel* şi *A. Pichon.* Posibilităţi de creştere a puterii şi tensiunii (Les possibilités d'accroissement de puissance et des tensions), p. 823—825.

După prezentarea caracteristicilor transformatorului trifazat de 660 MVA realizat la 400 kV, se pune problema construirii unor transformatoare mari de 1000 MVA la tensiuni de 400—750 kV. Se insistă asupra condiţiilor de realizare a noilor transformatoare, dîndu-se coeficienţi care permit creşterea puterii şi tensiunii la transformatoarele trifazate noi faţă de cele existente.

5. *I. Magoux.* Limitele de transport (Les limitations de transport), p. 825—827, 2 fig.

Se prezintă mijloacele de transportare a transformatoarelor de mare putere. Se arată problemele care au intervenit la transportarea transformatorului de 660 MVA — 380 t; 12 m lungime, 3,85 m lăţime şi 4,20 m înălţime, descriindu-se vagonul special de transport. Se specifică că mijloacele de transport limitează posibilităţile de creştere a puterii unitare a transformatoarelor.

6. *L. Alran* şi *F. Salgues.* Transformator la temperatură ridicată. (Le transformateur à grand echauffement), p. 827—831,1 tab., 3 ref. bibl.

Studiile efectuate asupra hîrtiei izolatoare a transformatoarelor arată că este posibil să se ridice limitele de încălzire înscrise în norme. Experimentările pentru verificarea acestei concepţii sînt în curs de realizare prin supunerea la diverse încercări a unor transformatoare de 20 MVA.

7. *P. Feintuch.* Transformatoare cu faze separate (Les transformateurs à phases dissociables), p. 832—834.

Transformatoarele cu faze separate, adică cele realizate ca unităţi monofazate, înlesnesc transportul la locul de montaj, reduc costul faţă de soluţiile folosite la realizarea transformatoarelor trifazate. Se arată experienţa de construire a unor transformatoare de 312 MVA şi 20 MVA.

8. *P. Burnier.* Criotransformatorul (Les Cryotransformateur), p. 835—837.

Soluţia de construcţie a unui criotransformator, deşi necesită în numeroase completări şi eforturi pentru a fi realizată, deschide totuşi o cale interesantă pentru aplicarea acestei noi concepţii. Autorul descrie tehnica crioaparatelor care este indicată a se aplica, în special, la transformatoarele de mare putere cu densităţi de 20—40 A/mm² răciţi cu hidrogen prin pompare.

9. *A. Malandain.* Transformatorul supraconductor (Le transformateur supraconducteur), p. 837—839.

Supraconductibilitatea deschide, de asemenea, o perspectivă nouă pentru extinderea domeniului de construcţie şi exploatare a transformatoarelor de mare putere. Studiile trebuie continuate pentru a se obţine o serie de indicaţii practice. Autorul arată că o primă realizare a unui asemenea aparat este în curs de experimentare. Studiul privind aspectele de construcţie şi exploatare a noilor tipuri de transformatoare se încheie cu o serie de discuţii care completează ideile noi expuse în diverse articole, scoţînd în evidenţă realizările obţinute la nivelul tehnicii mondiale în domeniul transformatoarelor şi autotransformatoarelor de mare putere la 500—750 kV. Totodată se subliniază stadiul cercetărilor şi realizările obţinute în domeniul crioaparatelor electrice, scoţîndu-se în evidenţă avantajele ce se pot obţine, în viitor, prin utilizarea criotransformatoarelor de mare putere.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.33.04: 621.3.01

Voldec, A. I. Compensarea cîmpului magnetic pulsator din maşinile asincrone şi a pompelor de inducţie cu circuit magnetic deschis. În: Elektricestvo **86**, nr. 4, 1965, p. 50—53.

În întrefierul maşinilor electrice asincrone şi al pompelor de inducţie există, în afară de cîmpul învîrtitor, şi un cîmp magnetic pulsator, care dă naştere la pierderi suplimentare în circuitul secundar, măreşte reactanţa circuitului primar, scade factorul de putere şi nu participă la transferul de putere. Avînd ca bază date experimentale, se ajunge la concluzia că în întrefier inducţia are o repartiţie în timp şi spaţiu dată de relaţia:

$$B = B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} n\right) - (-1)^p B_{mc} \sin \omega t,$$

în care τ este pasul polar, n — coordonata unui punct din întrefier faţă de o origine aleasă arbitrar, p — numărul de perechi de poli. Existenţa unei diferenţe de potenţial magnetic între stator şi rotor determină circulaţia unui flux care se va închide prin părţile frontale ale statorului şi rotorului şi prin întrefier, şi care pulsează cu frecvenţa reţelei. Pentru anularea acestui cîmp se propune folosirea unor bobine scurt-circuitate. Eficacitatea acestor bobine va fi cu atît mai mare, cu cît ele vor fi plasate mai aproape de întrefier şi de partea activă a miezului magnetic. Experienţele făcute pe o pompă de inducţie pentru metale lichide au confirmat consideraţiile teoretice.

Gh. N.

CZ 621.313.1—585.3

Lehmann, G. **Unele observaţii privind motoarele electrice cu viteză variabilă** (Quelques remarques sur les moteurs électriques à vitesse variable). In: Revue Générale de L'Électricité, tom. **74**, nr. 9, sept 1965, p. 663—669, 4 ref. bibl.

După prezentarea condiţiilor necesare generării unui cuplu motor, menţionîndu-se rolul colectorului, autorul arată avantajele pe care-l poate avea combinarea unor astfel de colectoare la convertizoarele de frecvenţă statice — în special în cazul motoarelor cu tracţiune sau în cazul motoarelor de la laminoare. Se insistă asupra aspectelor noi pe care evoluţia tehnicii le-a impus exploatării motoarelor cu viteze variabile, arătîndu-se posibilitatea de substituire a colectorului Gramme prin comutatoare cu semiconductoare. După descrierea rolului jucat de colector se arată că substituirea lui cu un convertizor static de frecvenţă poate duce la: eliminarea uzurii; realizarea unei maşini cu viteze sporite şi cu greutate specifică mică de circa 1 kg/kW; realizarea unei maşinii cu un cuplu sporit şi un timp de accelerare scurt.

Se descriu, în lumina noilor idei, elementele de bază ale motoarelor cu viteze variabile. Se dau relaţiile de calcul ale forţei electromagnetice şi ale cuplului, arătîndu-se modul practic de realizare a valorilor maxime în cazul diverselor tipuri de motoare. Articolul se încheie cu unele aplicaţii referitoare la motoarele electrice cu viteze variabile avînd performanţe ridicate.

C. A.

CZ 621.313.333—585.3: 621.314.263: 621.382.3

Telliogiu, M. **Reglarea şi aservirea vitezei motoarelor asinerone cu un convertizor trifazat cu tiristoare** (La régulation et l'asservissement des vitesses de moteurs asynchrones par un convertisseur triphasé à thyristors. In: Revue Générale de l'Électricité, tom, **74**, nr. 10, 1965, p. 791—800, 24 fig., 7 ref. bibl.

Se examinează cîteva probleme privind alimentarea motoarelor asincrone la frecvenţă variabilă. Se studiază schema de funcţionare şi alimentare în structura căreia sînt cuprinse tiristoare, circuitele de comandă ce asigură tensiunea de polarizare şi realizarea unei viteze constante la motoare asincrone. Materialul prezentat cuprinde o serie de diagrame ce reflectă rezultatele experimentale obţinute din măsurări. Se pleacă de la studierea schemei echivalente a unui convertizor monofazat, se trece prin compararea caracteristicilor

schemelor cu tiristoare şi se propune o schemă nouă a unui convertizor trifazat. Examinarea circuitului convertizorului trifazat se face în detaliu, insistîndu-se, în special, asupra schemei de comandă. Se indică sistemele de aservire pentru obţinerea unei viteze constante la motoarele asincrone. După comentarea rezultatelor obţinute din măsurări se analizează circuitul convertizorului, dîndu-se relaţiile de calcul.

A. C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.615

Coquillion, I. **Controlul izolanţilor lichizi prin măsurarea rezistivităţii şi pierderilor dielectrice. Relaţiile între aceste măsurări** (Contrôle des isolants liquides par les mesures de résistivité et de pertes diélectriques. Relations entre ces mesures. In : R.G.E. **73**, nr. 12, 1964, p. 603—614, 9 fig., 5 ref. bibl.

În baza lucrărilor efectuate se ajunge la concluzia posibilităţii aprecierii izolanţilor lichizi prin măsurarea rezistivităţii şi pierderilor dielectrice. Autorul a pornit de la studiul dielectricilor lichizi cloruraţi de tipul Pyralene şi a trecut la generalizare pentru toate tipurile de dielectrici lichizi. La un anumit grad de impurificări al dielectricului lichid, curentul de conductibilitate (i) creşte, corespunzător relaţiei :

$$i = i_0 \, e^{-Kt} + 1_\infty \, (1 - e^{-Kit}),$$

unde i_0 şi i_∞ sînt valorile iniţiale şi finale ale curentului ; K şi Ki sînt constante.

Temperatura influenţează asupra rezistivităţii volumetrice (ρ) condiţionată de variaţia viscozităţii dielectricului lichid.

Se prezintă tipurile de electrozi folosiţi la măsurări.

Se arată că tg δ creşte direct proporţional cu gradul de impurificare a lichidului, pe cîtă vreme ρ_v variază după o curbă hiperbolică. Din cauza aceasta se consideră mai eficientă variaţia tg δ la determinarea gradului de impurificare. Influenţa impurificării este cu atît mai mare cu cît ε al lichidului respectiv este mai ridicat şi cu cît viscozitatea este mai scăzută.

A.B.

CZ 621.315.616.96

Stierli, R. **Răşinile epoxidice în industria electrotehnică** (Epoxydhaze für die Elektroindustrie). In : ETZ-B, nr. 20, sept 1965, p. 649—654, 7 tab., 5 grafice.

Sînt discutate noile răşini epoxidice cu însuşiri superioare de izolare. Prelucrarea acestor răşini destinate electrotehnicii conţine şi o aşa-zisă călire. Pentru călire se utilizează materiale de călire, care — la rîndul lor — sînt diferite pentru diferitele răşini şi care sînt determinate pentru modul de prelucrare şi pentru calităţile răşinilor. Sînt arătate astfel de materiale, indicîndu-se că pentru călire se poate face uz şi de catalizare.

Contracţia acestor răşini în timpul călirii este foarte redusă şi depinde de amestecul răşină-material de călire, de temperatura la care se face călirea etc. Cu toate că marele număr de răşini şi de materiale (adaosuri) de călire ne permite să satisfacem cele mai variate cerinţe ale tehnicii, aşa-zişii „aditivi", ne mai oferă o a treia posibilitate de a varia calităţile răşinilor epoxidice. Sînt menţionate apoi, pe rînd, în text şi în două tabele diferitele însuşiri ale răşinilor, respectiv aditivii, cu care aceste însuşiri pot fi variate. Este vorba de : conductibilitatea electrică şi termică, de descărcarea electrică în arc, de preţul de cost etc. Trei grafice diferite inclusiv explicaţiile corespunzătoare prezintă, pentru diferitele amestecuri de răşini, adaosuri şi aditivi, tensiunea la încovoiere în funcţie de încovoiere, cum şi coeficientul de forfecare, respectiv factorul de pierderi în funcţie de temperatură.

Articolul se încheie cu descrierea unor noi răşini introduse în industrie : răşinile epoxidice cicloalifatice, care prezintă calităţi dielectrice deosebite la temperaturi de 120—180°C. Şi din punctul de vedere al îmbătrînirii materialului aceste răşini sînt superioare. O tabelă redă, pentru diferite variante de astfel de răşini, însuşirile acestora.

Gh. C.

CZ 621.315.62 : 621.3.027.3

Gion, L. şi Meier, H. **Metoda de încercare de murdărire artificială care să permită studiul proprietăţilor de autocurăţare a izolatoarelor de înaltă tensiune** (Méthode d'essai de pollution artificielle permettant l'étude des propriétés d'autonettoyage des isolateurs haute tension. In: Bull ASE **56**, nr. 5, 1965, p. 155—158, 3 fig., 2 tab., 3 ref. bibl.

Datorită complexităţii problemei murdăririi izolatoarelor, constructorul întîlneşte dificultăţi deosebite în studiul formelor speciale destinate să amelioreze izolaţia în regiunile cu atmosferă contaminată, aceasta cu atît mai mult cu cît condiţiile meteorologice sau depunerile sînt cît se poate de deosebite. De multe ori o alungire a liniei de fugă (prin mărirea suprafeţelor pălăriilor izolatorului) poate fi neindicată datorită faptului că împiedică spălarea izolatorului prin ploaie şi favorizează formarea de depuneri conductoare din ce în ce mai groase.

În sensul celor prezentate, o atenţie deosebită s-a acordat în ultimii ani încercărilor accelerate pentru verificarea izolatoarelor la murdărire artificială, la autospălare etc. O grupă de lucru din cadrul comitetului de studii nr. 5 din CIGRÉ a avut sarcina de a examina diversele metode de încercări artificiale şi de a compara rezultatele obţinute cu cele găsite în exploatare. Metodele de încercări propuse pînă în prezent pot fi clasificate în două categorii :

— metode la care se foloseşte exclusiv apă sărată, de slabă rezistivitate, pulverizată direct pe izolator sau folosită pentru a produce o ceaţă deasă, în care se plasează obiectul de încercat ;

— metode la care se formează pe izolator depozite solide, mai mult sau mai puţin conductoare, după natura şi gradul lor de umidificare.

Întrucît aceste metode s-au aplicat pînă în prezent fără a examina aptitudinile de autospălare a izolatoarelor, autorii indică o nouă metodă de încercare folosită cu bune rezultate. La această metodă ciclul de încercări comportă :

— o perioadă de depunere a prafului, 3 h ;
— o perioadă de ceaţă salină, 3 h ;
— o perioadă de spălare cu ploaie artificială, 5 min ;
— o perioadă de uscare, 15 h.

În tot timpul ciclului se măsoară curentul de fugă (cu excepţia perioadei de uscare).

Instalaţia se compune dintr-o cameră special construită, cu dimensiunile 3,6×4×3,5 m, echipată cu un transformator de 220/63 000 V, putere 50 kVA, iar tensiunea se poate regla continuu de la 0—63 kV.

Se descriu în continuare metodologia încercărilor, ciclurile efectuate şi rezultatele obţinute. Metoda descrisă de autori completează măsurările cunoscute şi dă date (verificate experimental) valoroase pentru proiectare.

F. T.

CZ 621.316 *Distribuţia energiei electrice*

CZ 621.315.211 : 621.316.1.

Heinemann, H. T. **Cabluri de tensiuni foarte înalte pentru reţele de distribuţie urbane şi industriale** (Höchstspannungskabel für städtiche und industrielle verteilernetze). In: Bull ASE **56**, nr. 12, 1965, p. 464 — 470, 13 ref. bibl.

Creşterea continuă a nevoilor de energie electrică a centrelor aglomerate şi, în special, a marilor oraşe, pune probleme deosebit de dificile pentru constructorii de cabluri sau cei care vor utiliza aceste produse. Tensiunile înalte la care se face transportul de energie au determinat apariţia a numeroase tipuri de cabluri, pe care autorul le descrie în detaliu, şi anume : cablurile cu ulei, cu ulei sub presiune, oleostatice sau cu gaz sub presiune. Astfel, sînt date soluţiile constructive pentru fiecare tip de cablu, modul lor de funcţionare, ca şi caracteristicile tehnice pe care le prezintă. Din compararea acestora rezultă că diversele tipuri de cabluri au o serie de avantaje şi dezavantaje de care trebuie să se ţină cont la alegerea cablului care convine cel mai bine condiţiilor de exploatare.

Îmbătrînirea cablurilor în timp, ca şi deteriorările mecanice ce pot avea loc în exploatare sînt studiate pe larg; de asemenea, se dau o serie de recomandări practice.

Fl.T.

CZ 621.316.36 : 621—213.44

W e h r l i, P. **Circuite electrice cu securitate intrinsecă** (Circuits électriques à sécurité intrinseque). In: Bull ASE **56**, nr. 2, 1965, p. 55—60, 13 fig., 18 ref. bibl.

Un circuit electric se consideră cu securitate intrinsecă atunci cînd conţinutul său de energie este incapabil, în toate situaţiile, să-şi ridice temperatura pînă la punctul critic de aprindere a amestecurilor explozive aer-gaz sau aer-vapori. În vederea evidenţierii acestei securităţi s-au construit aparatura de încercare şi camera de explozie care poate fi umplută cu amestecul exploziv cercetat. Instalaţia permite a se determina, funcţie de diferiţi parametri, energia minimă de aprindere pe care trebuie s-o conţină scînteia pentru a provoca aprinderea amestecului gazos dat. Experimentările au arătat că valoarea energiei critice de aprindere depinde, în particular, de tipul combustibilului şi de proporţia în care acesta e amestecat cu aerul. (De exemplu, ea este mai mare pentru un amestec aer-eter etilic decît pentru un amestec aer-hidrogen, toate celelalte condiţii fiind identice).

De asemenea, probabilitatea de aprindere prin scînteie electrică a amestecurilor explozive depinde de materialul şi forma contactelor; ea este maximă pentru cuplul de materiale cadmiu-tungsten, motiv pentru care contactele camerei de încercare sînt confecţionate din aceste materiale.

Se descriu în continuare măsurările făcute cu camera TA-1, folosind amestecurile hidrogen-aer, acetilenă-aer, sulfură de carbon-aer şi circuite de tip rezistiv, inductiv şi capacitiv. Ca rezultat al acestor experimentări, autorul indică cîteva reguli utile pentru realizarea circuitelor cu securitate intrinsecă.

F. T.

CZ 621.316.57.004

P e l l e t i e r, R. **Rolul şi evoluţia întreruptoarelor** (Rôle et évolutions des disjoncteurs). In: Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 10, 1965, p. 751—862, 20 fig.

Prezentarea problemei se face arătîndu-se locul şi rolul întreruptoarelor în instalaţiile electrice din industrie. Se arată istoricul şi stadiul actual de dezvoltare privit sub aspectul creşterii tensiunii de lucru şi al puterii de rupere. Se prezintă tipurile de întreruptoare şi perfecţionările efectuate pentru a se obţine: un timp scurt de întrerupere a reţelei, o putere de întrerupere sporită, menţinerea limitelor prescrise ale supratensiunilor de comutaţie şi o reanclanşare rapidă. Se arată perspectiva dezvoltării întreruptoarelor de înaltă tensiune, prezentîndu-se o serie de date privind întreruptoarele cu vid şi cele cu hexaflorură de sulf. Pentru cazurile tipice se prezintă diagrame care ilustrează avantajele şi lipsurile diferitelor tipuri de întreruptoare. Articolul abundă în vederi ce prezintă disjunctoare fie separat, fie montate în instalaţii electrice de transport şi distribuţie. Se indică într-un tabel caracteristicile întreruptoarele realizate între ani 1932—1964. Se arată ultimele realizări în domeniul construcţiei întreruptoarelor de mare putere, insistîndu-se asupra celor de 765 kV, 50 000 MVA. Se indică schema şi se descrie un întreruptor static ca un element nou al construcţiei acestor aparate moderne de întrerupere a circuitelor electrice.

A. C.

CZ 621.3.011.3 :.621.316.543.1

P t e a m V a n V u i, M. **Inductanţe şi fenomene de comutaţie ciclică** (Les inductances et le phénomène de commutations cyclique). In: Revue Générale de L'Électricite, tom **74**, nr. 10, 1964, p. 785—790, 10 fig., 1 tab., 7 ref. bibl.

Încadrarea problemei se face arătîndu-se că metodele tradiţionale de măsură a inductanţelor proprii şi a celor de scăpări prezintă unele neajunsuri. Se propune un dispozitiv de măsură a acestor mărimi la care inductanţa de studiat se include în circuitul oscilant amortizat ce cuprinde capacitatea proprie a unui întreruptor static sau un condensator pus în paralel. Valoarea inductanţei se deduce din studiul frecvenţei de oscilaţie. Se studiază comportarea acestei inductanţe, în cazul închiderii şi deschiderii circuitului electric. Se face prezentarea simbolică a maşinii sintetice a lui Kron şi se indică grafurile de fluenţă în aceste cazuri. Se prezintă circuitul de bază pentru determinarea inductanţei proprii prin metoda comutaţiei ciclice. Se insistă asupra detaliilor de măsurare a inductanţelor. Se aplică teoria propusă la studiul unor transformatoare de (0,5—6) kVA monofazate şi trifazate. Se ilustrează premisele de calcul cu rezultate experimentale.

A. C.

CZ 621.317 *Măsurări electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.7.089.6

A l p e r o v i c i, H. A. şi I a s t r e h s k e u g, A. A. **Instalaţie cu program pentru încercarea aparatelor electrice de măsură tip tablou** (Ustanovca s programîm upravleniem dlia ispîtania seitovîh electroizmeritelnih priborov). In: Izmeritelnaia tehnica, nr. 1, 1965, p. 45—46.

Se descrie o instalaţie destinată încercării la suprasarcină a aparatelor electrice de măsură pentru tablouri compusă din două blocuri: într-unul (denumit kip-B) sînt montate dispozitivele pentru programarea şi verificarea voltmetrelor, iar în celălalt (denumit kip-A), dispozitivele pentru verificarea ampermetrelor şi miliampermetrelor. Dispozitivul de programare cuprinde un generator de impulsuri de 1 şi 5 s, altul de 0,5 s, un dispozitiv de producere a 9 impulsuri şi etajele de recalculare a impulsurilor. Pentru obţinerea celor nouă impulsuri cu durata de 0,5 s se utilizează selectoare pas cu pas comandate de generatorul de impulsuri de 0,5 s.

În componenţa instalaţiei mai intră sursele de tensiune de 3—400 V, 400—1400 V şi sursele de curent de 10—120 A, 1—12 A, 1—700 mA; ultimele două sînt realizate cu elemente semiconductoare.

Dintre caracteristicile mai importante ale instalaţiei se pot menţiona: coeficientul de ondulaţie al surselor de curent nu depăşeşte 3%; coeficientul de pulsaţie al surselor de tensiune sub 0,7%; precizia cu care se menţine timpul dispozitivului de programare este ±5%; variaţiile admisibile ale tensiunii de alimentare ±10%.

F. T.

CZ 621.317.715.5 : 621.317.385

R i g h, A. **Aparat portativ de control, cu dublu efect pentru contoarele electrice de la abonaţi** (Appareil portatif de contrôle, à double éffet des compteurs électriques d'abonnés). In: Revue Générale de l'Electricité, tom **74**, nr. 10, 1965, p. 801.

Se prezintă complexul de probleme care se pun la controlul aparatelor de măsurare a mărimilor electrice din circuitele electrice de la abonaţi. Se descrie aparatul de control cronometric aplicat în practică, la care se adaugă un nou dispozitiv care perfecţionează schema adoptată iniţial. Prezentarea schemei electrice şi a dispozitivului de control se face în detaliu, explicîndu-se modul de funcţionare şi avantajele circuitelor aferente. Totodată se comentează precizia măsurărilor ce se pot efectua cu aparatul studiat şi se dă ordinul de mărime a erorilor rezultate din datele măsurate. Aplicarea pe scară industrială a unor asemenea aparate a dus la obţinerea unor date experimentale care îndreptăţesc extinderea domeniului de folosire a dispozitivelor de măsură cu schemă îmbunătăţită.

A. C.

CZ 621.317.727.1 : 621.3.015.33

Z a e n g l, W. **Un nou divizor pentru tensiuni de impuls cu pantă abruptă** (Ein neuer Teiler für steile Stosspannungen). In: Bull ASE **56**, nr. 7, 1965, p. 232—239, 18 fig., 47 ref. bibl.

În ultimii ani necesitatea măsurării unor tensiuni de impuls de valori ridicate a dus la realizarea a numeroase tipuri de divizoare de tensiune, a căror înălţime a fost funcţie şi de izolaţia limitată a aerului.

Considerații de ordin fizic privitoare la relația dintre înălțimea divizoarelor și puterea lor de transmisie, în cazul fenomenelor care apar la frecvențe înalte, arată că trebuie să existe o relație teoretică între aceste două mărimi.

Schema echivalentă bazată pe calcule substituie divizorului de tensiune un tronson de linie omogen, ceea ce permite să se țină seamă de toate fenomenele electromagnetice și mai ales de durata de propagare. În practică rezultă un divizor pentru tensiuni de impuls constituit prin montarea în serie a unui număr mare de rezistențe și condensatoare, adică un divizor de tensiune capacitiv amortizat, care se distinge printr-o lărgime mare de bandă comparativ cu înălțimea lui. Un asemenea divizor de tensiune convine, în special, măsurărilor uzuale din domeniul tensiunilor de impuls, iar dispoziția normală a circuitului de măsură (care cuprinde cablul și oscilograful) dă acestui divizor de tensiune o întrebuințare universală.

F. T.

CZ 621.317.723.082.73: 621.382.333.3

Krasunțev, E. **Electrotermometre cu tranzistoare** (Tranzistornii electrotermometr). In: Radio, nr. 4, aprilie 1965, p. 47—48, 1 fig., 5 ref. bibl.

După prezentarea premiselor care stau la baza folosirii tranzistoarelor în domeniul aparatelor electrocasnice se precizează că realizarea electrotermometrelor a fost posibilă datorită dependenței parametrilor tranzistoarelor de temperatură.

Cele mai eficiente sînt acele dispozitive la care modul de funcționare se bazează pe dependența de temperatură a căderii de tensiune în joncțiunea bază-emitor. Dacă temperatura joncțiunii emițătorului crește cu 1 gf, atunci căderea de tensiune scade în element cu 2—25 mV. Variația de tensiune dă naștere unei variații de curent care, fiind amplificată de tranzistor, dă naștere unei căderi de tensiune pe rezistența de sarcină a colectorului. Variația căderii de tensiune pe rezistența de sarcină a colectorului permite măsurarea variației temperaturii. Se analizează schema și principiul de funcționare a unor electrotermometre. Domeniul de folosire, după indicațiile autorului, este la determinarea temperaturii rocilor. Aparatul prezintă o sensibilitate sporită, este comod pentru transportare pe teren întrucît nu are nevoie de galvanometru sensibil. Traductorul de temperatură este format dintr-un tranzistor cu germaniu. Se poate folosi și în diverse alte domenii în care temperatura variază între —20°C și +50°C.

A. C

CZ 621.318 *Aplicații industriale ale magneților*

CZ 621.312: 538.2: 621.317.4

Elnekave, N. **Magnetismul și industria. Măsurarea unor proprietăți feromagnetice din electrotehnică** (Magnétisme et industrie. Mesure de certaines propriétés des ferromagnétiques de l'électrotechnique). In: Revue Générale de L'Électricité, tom. **74**, nr. 9, sept 1965, p. 695—702.

În articol se descriu unele procedee și dispozitive de măsurare puse la punct de autor în ultimii ani. Aceste procedee se disting prin caracterul lor industrial, putînd fi aplicabile fie în controlul de serie, fie la ridicarea datelor statistice. Se arată modul de măsurare a pierderilor și permeabilității tolelor la transformatoarele în exploatare. Se dau indicații privind controlarea circuitului magnetic cu ferită și evaluarea magnetostricțiunii tolelor din cristale orientate.

Se descriu aparatele folosite, indicîndu-se performanțele obținute în măsurările preconizate. Se indică schemele de măsurare a pierderilor, dîndu-se și relații de calcul pentru stabilirea valorilor elementelor din schemă.

La fiecare măsurare efectuată (descrisă în articol) se insistă asupra principiului măsurării, asupra metodei folosite, asupra caracterului practic al noilor aspecte tehnice folosite și asupra preciziilor obținute la măsurări.

Pentru exemplificare se dau unele oscilograme ridicate în industrie și se descrie modul lor de ridicare. Se arată aspectele practice ale aplicațiilor industriale efectuate de autor.

A. C.

CZ 621.34: 621.876.58

Steine, L. **Ascensoarele colective-selective cu înregistrarea apelului** (Les ascenseurs collectifs-séléctifs à enregistrement d'appel). In: Electronique Ind., nr. 87, 1965, p. 388—390, 5 fig., 1 ref. bibl.

Se descrie o realizare industrială de automatizare completă a manevrelor unui ascensor acționat printr-un grup Ward-Leonard, executată pe baza unei scheme cu comandă statică: cu tranzistoare, amplificatoare magnetice și circuite logice. Descrierea completă a instalației se găsește în „Relais statiques Logacec et résolution des problèmes d'automatisation" publicată de atelierele de construcții electrice din Charleroi. Ascensorul realizat deservește 9 etaje pe un traseu de 55 m, admite o sarcină utilă de 2500 kg și se compune din: 38 blocuri „Logacec", o funcție de oprire care suprimă automat alimentarea motorului asincron, dacă timp de 3 minute ascensorul nu a fost folosit. Reglajul este asigurat de 2 amplificatoare magnetice, un preamplificator care primește semnalele de la circuitele logice și furnizează un semnal de eroare proporțional cu diferența dintre viteza dorită și viteza reală, amplificatorul magnetic de putere și o comandă a accelerațiilor pozitive și negative care pot fi reglate la valori diferite. Totalitatea aparatelor de automatizare și reglaj este instalată într-un dulap cu dimensiunile 1,9/0,66/0,62 m.

V. L.

CZ 621.391

Sicevschi, I. V. și Kafarov, V. V. **Despre caracteristicile informaționale ale aparatelor automate de măsură și control** (Ob informaționih haracteristicah controlno-izmeritelnih priborov). In: Izmeritelnaia tehnica, nr. 2, 1965, p. 5—8, 3 ref. bibl.

În ultimii ani, în special legată de dezvoltarea tehnicii de calcul, cea mai rațională reprezentare a informației se face sub formă discretă. Forma discretă a informației constituie o expresie cantitativă mai simplă, comodă, pentru transmiterea și introducerea ei în mașina de calcul; afară de aceasta permite să se rezolve o serie de probleme principale de culegere și distribuire optimă a informației.

În acest scop se studiază problema principalelor caracteristici ale cîtorva tipuri de aparate de măsură și control, definindu-se capacitatea de trecere a aparatelor de măsură, înregistrarea informației etc.; de asemenea se dau date asupra dispozitivelor de înregistrare cele mai folosite.

Rezultă cîteva date importante, și anume:

— analiza funcționării aparatelor industriale automate de măsură și control cu folosirea aparatului matematic de teoria informației demonstrează concordanța structurală între diferitele aparate sau elemente componente, destinate a funcționa succesiv.

— aparatele produse trebuie să fie prevăzute cu date privind capacitatea de trecere.

F. T.

CZ 621.311.1(73/79)

Krom, S. A. **Tendința dezvoltării alimentării cu energie în S.U.A.** (Tendance du développement de la fourniture d'énergie électrique aux Etats-Unis.). In: Bull ASE **56**, nr. 12, 1965, p. 477—484.

Analizînd problema complexă a producerii și transportului de energie electrică și a liniilor de foarte înaltă tensiune, autorul acordă mare atenție construcției viitoare de centrale electrice în S.U.A.

După datele statistice existente la nivelul anului 1964 rezultă că din puterea totală instalată, 79% este în centrale termice (respectiv 165,7 GW), 19% (40,1 GW) în centrale hidraulice și 2% (3,2 GW) în centrale atomice, geotermice etc. Tendința de dezvoltare a marilor unități producătoare de

energie va fi însă în următorii ani structural deosebită. Astfel în anul 1980 situaţia se va modifica după cum urmează :

67,3 % (351,6 GW) în centrale termice ;
18,1 % (94,8 GW) în hidrocentrale ;
13,3 % (69,7 GW) în centrale atomice.

Analiza acestor date scoate în evidenţă creşterea ponderii centralelor atomice în această perioadă (de circa 9,8 ori faţă de anul 1964) sau, comparînd cu energia produsă de hidrocentrale în 1964, de aproape două ori puterea instalată în acestea. Puterea centralelor atomice va fi limitată de puterea termică a reactoarelor, totuşi vor putea fi atinse puteri de ordinul a 1,2 GW pe instalaţie.

Majoritatea centralelor termice care se vor construi după 1966 vor fi echipate cu grupuri de putere de cel puţin 800 MW, limita de putere situîndu-se spre 1,5 GW. Larga răspîndire a centralelor termice se explică prin durata de construcţie redusă ; pot fi construite în imediata apropiere a centrelor de consum de energie, ceea ce reduce costul reţelelor de distribuţie ; au randament ridicat.

Centralele hidraulice care se vor construi vor fi în majoritate plasate în teritoriile de N-V ale S.U.A., unde se găsesc surse de energie hidraulică încă neexploatate şi vor constitui, în majoritatea cazurilor, centrale de vîrf.

Se scontează că, faţă de măsurile luate privind producerea şi distribuţia energiei în sistemul energetic interconectat al S.U.A., la sfîrşitul anului 1980 costul energiei să scadă cu 27 %.

F. T.

CZ 669. 715.001.2

Puzikin, G. G. ş.a. **Aliaje cu aluminiu pentru conductoare** (Provodnikovie aluminievnie splavi). In : Elektrotehnica **36**, nr. 1, 1965, p. 36—37, 1 fig., 5 tab.

Principala dificultate a înlocuirii cuprului cu aluminiu se datoreşte slabei rigidităţi mecanice a acestuia din urmă.

S-au efectuat cercetări pentru obţinerea unor aliaje din aluminiu-magneziu-siliciu. Se prezintă cîteva aliaje realizate în U.R.S.S. Aliajul AE-1 cu un conţinut total de magneziu şi siliciu de 0,6 % mai are şi un conţinut de fier de 0,3 %. Rezistivitatea specifică a aliajului este ceva mai mare decît a aluminiului pur, respectiv 0,0286 faţă de 0,0282 $\Omega\,mm^2/m$, dar totodată caracteristicile mecanice sînt mai bune la aliaj. Astfel limita rigidităţii este de 9,3 faţă de 8,5 kg/mm, iar alungirea maximă este de numai 27,5 % la aliaj faţă de 30 % la aluminiul pur.

Pentru studiul comportării aliajului sub influenţa încălzirilor de lungă durată s-au menţinut epruvete la temperaturile 80, 100, 125 şi 150°C timp de 100, 500, 1000 şi 2000 ore. Caracteristicile mecanice — aşa după cum au arătat rezultatele rămîn, practic, neschimbate. Cît priveşte sudura conductoarelor realizate din acest aliaj nu se deosebeşte de lipirea aluminiului pur. Astfel, la sudura conductoarelor din aliaj de aluminiu se foloseşte metoda lipirii la rece sub presiune, iar la lipirea conductoarelor din aliaj cu conductor de cupru este indicată metoda sudurii cu arc în mediu de argon.

A. B.

CRONICĂ

CZ 061.3 : 621.311.1 (498) „1966"

Sesiunea ştiinţifică a Institutului de energetică al Academiei Republicii Socialiste România

În zilele de 10—12 martie 1966 s-au desfăşurat lucrările sesiunii ştiinţifice anuale ale Institutului de energetică al Academiei Republicii Socialiste România. În şedinţa de deschidere, prezidată de tov. acad. I. S. Gheorghiu, după cuvîntul de deschidere rostit de acesta, directorul Institutului, tov. acad. Remus Răduleţ, a prezentat principalele realizări ale Institutului de energetică în anul 1965 în domeniile economiei energetice, termoenergetice, electroenergetice şi electrotehnice, cum şi electronică în energetică. În continuare a comentat activitatea de publicaţii, activitatea consiliului ştiinţific şi măsurile luate pentru ridicarea calificării cadrelor.

Au urmat cele 35 de comunicări ştiinţifice ale colectivelor de cercetare din institut, în mare majoritate cuprinse în planul de cercetare a institutului. Dăm mai jos rezumatele comunicărilor care intră în tematica revistei noastre.

Soci, A. *Influenţa interconexiunii sistemelor electroenergetice asupra siguranţei în funcţionare.* În cazul interconectării sistemelor electroenergetice, siguranţa de funcţionare a sistemului rezultant diferă faţă de siguranţele sistemelor participante la interconexiune. În comunicare se prezintă rezultatele unei analize efectuate privind influenţa interconexiunii sistemelor electroenergetice asupra siguranţei lor de funcţionare, adoptînd drept criteriu cantitativ de descriere a siguranţei de funcţionare probabilitatea de a asigura deservirea unei anumite sarcini şi utilizînd modelul clasic — bazat pe calculul probabilităţilor — pentru studiul rezervei de putere a unui sistem electroenergetic.

Se prezintă relaţii care indică influenţa gradului de interconexiune a sistemelor şi influenţa condiţiilor introduse de funcţionarea liniilor de interconexiune asupra siguranţei sistemelor interconectate. Pe baza relaţiilor stabilite se determină în ce condiţii este avantajoasă interconectarea sistemelor electroenergetice, din punctul de vedere al creşterii siguranţei lor de funcţionare.

Arie, E. *Analiza regimurilor unui sistem electroenergetic proiectat, cu considerarea variaţiei statistice a unor mărimi exterioare.* După selecţionarea mărimilor exterioare sistemului, caracterizate prin variaţii statistice importante, se expun legile de probabilitate utilizabile pentru aceste mărimi la calcule de regimuri ale sistemelor şi, în particular, ale reţelelor electrice. Pe baza unor calcule de sondaj pentru determinarea ordinului de mărime al parametrilor acestor legi de probabilitate se propun modele matematice pentru descrierea variaţiei statistice previzibile a acestor mărimi şi se indică precizia de calcul utilă.

Dimo, P. *Considerarea sistemelor vecine la analiza unui sistem electroenergetic interconectat.* În studiul sistemelor electroenergetice vaste, formate dintr-o serie de sisteme puternic interconectate între ele, se pune problema felului cum trebuie considerate sistemele vecine în studiu individual al fiecăruia dintre sisteme. Practica actuală, prin care se stabilesc maşini echivalente la frontiera sistemului în studiu, comportă, după natura problemei, aproximaţii mai mari sau mai mici, cîteodată nepermise.

Se propune un procedeu de determinare exactă a unei zone „de influenţă" în jurul sistemului în studiu, zonă în care să intre numai o parte din reţelele vecine. Procedeul constă dintr-o eliminare succesivă a nodurilor din sistemele vecine în ecuaţiile nodale ($[I] = [Y][E]$), oprită în momentul cînd operaţia nu mai schimbă, practic, termenii corespunzători nodurilor sistemului în studiu. Procedeul se asociază calculatorului numeric.

Pomîrleanu, M. *Calculul reţelelor cu sarcină unică.* În scopul de a completa teoria echivalentului cu sarcină unică, lucrarea de faţă prezintă, în urma unei analize teoretice, calea practică de sintetizare simplă şi operativă a unei reţele echivalente cu o singură sarcină concentrată.

Această rețea echivalentă, care prezintă avantajul că pornește de la matricea admitanțelor rețelei reale, conservă (în ipoteza conformismului sarcinilor), pe lîngă pierderile rețelei date și regimurile de tensiuni și curenți ai acesteia.

Realizarea acestei rețele nu implică înlocuirea sarcinilor cu admitanțe constante, bucurîndu-se de calitatea unei construcții simple și ușor aplicabile pe calculatoarele electronice cifrice; volumul de calcul util nediferind cu mult de cel cerut de metodele aproximative.

De asemenea în lucrare se face o analiză echivalentului R.E.I. cu sarcină unică, construit cu ajutorul admitanțelor de sarcină constante, stabilindu-se că el prezintă pentru alte regimuri diferite de regimul de bază pentru care a fost calculat, erori minime dacă rețeaua respectivă este echilibrat construită și rațional exploatată (căderi de tensiune normale pe linii, lipsa unor linii supraîncărcate etc.).

Răduleț, R., Timotin, Al. și Țugulea, A. *Teoria generală a parametrilor lineici tranzitorii ai liniilor electrice lungi.* Dacă se ia în considerare efectul pelicular tranzitoriu din firele conductoare și din pămînt, respectiv efectele de proximitate corespunzătoare, se constată că ecuațiile în valori instantanee satisfăcute de curenții și tensiunile unei linii electrice lungi nu mai sînt ecuațiile cu derivate parțiale, omogene, numite ecuațiile telegrafiștilor. Noile ecuații obținute sînt ecuații integrale-diferențiale, neomogene în general, în care, în locul parametrilor lineici constanți din ecuațiile telegrafiștilor, apar anumiți parametrii care depind de timp, caracteristici liniei, numiți parametrii lineici tranzitorii.

În lucrare se prezintă teoria generală a acestor parametri, fundamentată pe ecuațiile lui Maxwell, stabilindu-se atît ecuațiile integrale-diferențiale în care intervin, cît și metodica generală de calcul. Se analizează și influența condițiilor inițiale de cîmp.

Antoniu, S. I. și Adămuț, I. *Viteza de propagare a undelor de tensiune pe liniile lungi modelate cu un lanț de cvadripoli.* Noțiunea de viteză de propagare a undelor electromagnetice pe un lanț de cvadripoli — model al unei linii electrice cu parametri uniform răspîndiți — nu este definită satisfăcător, întrucît raportul dintre creșterea mărimii k și creșterea timpului t, considerat drept o expresie a vitezei nu are sens fizic. Se expun primele rezultate obținute pentru eroarea timpului de propagare, reciproc vitezei de propagare, în funcție de numărul de cvadripoli pentru tensiunea treaptă. Din prelucrarea numerică a diagramelor înregistrate pe calculatorul MECAN II s-a dedus un grup de formule empirice pe baza unor criterii adaptate scopului urmărit. Se indică și forma răspunsului tensiunii în funcție de numărul de cvadripoli.

Avramescu, A., Drăgan, G. și Petcu, M. *Criterii statistice în alegerea izolației instalațiilor electroenergetice de înaltă tensiune.* Parametrii care determină nivelul de izolație al unei instalații electroenergetice au un caracter aleatoriu și în consecință problema trebuie soluționată pe baza unor criterii statistice.

Criteriul aleatoriu al amplitudinii supratensiunilor interne este determinat de două categorii de factori. Prima categorie se referă la caracteristicile constructive și funcționale ale aparatelor de comutație; a doua privește regimul de funcționare al sistemului (variația tensiunii, comutările care se fac în diferite puncte ale sistemului, caracteristicile sarcinii etc.).

Probabilitatea de producere a descărcării, factorii atmosferici, repartiție punctelor cu izolație slăbită de-a lungul liniei de înaltă tensiune reprezintă, de asemenea, factori ce trebuie să fie luați în considerare la alegerea pe baze statistice a izolației liniei.

Se determină relațiile privind probabilitatea de deconectare a liniei sub acțiunea supratensiunilor interne pentru o lege de repartiție oarecare, indicîndu-se expresiile densităților de probabilitate ale mărimilor aleatoare luate în considerare.

Timotin, A., Țugulea, A. și Fluerașu, C. *Cîmpul electromagnetic și pierderile într-un ecran electromagnetic plan, în prezența unor fire parcurse de curent alternativ.* Utilizîndu-se metoda separării variabilelor și dezvoltarea în integrală Fourier, se determină potențialul magnetic vector, cîmpul magnetic, coeficientul de ecranare și pierderile Joule, în cazul unui ecran plan de grosime finită, situat în prezența unor fire paralele cu ecranul și parcurse de curent alternativ.

Materialul ecranului se presupune omogen, izotrop și liniar din punct de vedere magnetic. Pentru grosimi mari ale ecranului, în raport cu adîncimea echivalentă de pătrundere, se obțin relații simplificate necesare calculului pierderilor de putere activă în ecran. Pentru ecranele subțiri, asimilate unor foi plane de conductivitate superficială finită și egală cu produsul dintre conductivitatea materialului și grosimea ecranului, problema se rezolvă separat, obținîndu-se rezultate coerente cu soluția generală obținută în prima parte a lucrării. Aceste rezultate, tabelate și reprezentate grafic în lucrare, sînt mai comode pentru aplicații.

Țugulea, A. *Cîmpul electromagnetic și pierderile în cazul unui ecran eliptic subțire, în prezența unor fire parcurse de curent alternativ, paralele cu axa ecranului.* Utilizîndu-se metoda separării variabilelor în coordonate cilindrice eliptice, se determină potențialul vector al unui sistem de fire paralele, parcurse de curent alternativ sinusoidal, situate în interiorul și în exteriorul unui ecran subțire de secțiune eliptică, a cărui axă este paralelă cu firele. Se determină distribuția de curenți în ecran, cum și pierderile de putere activă produse de acești curenți. Problema este rezolvată atît în ipoteza ecranului de conductivitate superficială finită, cum și în ipoteza ecranului perfect conductor.

Ca aplicații se studiază ecranul cu un singur fir interior și ecranul cu trei fire parcurse de curenți trifazați în interior, dîndu-se tabele și curbe pentru calculul pierderilor.

Marinescu, M. *Acționarea compresoarelor cu „oscilomotor de tip parametric".* În continuarea unor lucrări anterioare, în care se stabilesc unele relații fundamentale ale funcționării oscilomotoarelor de tip parametric, în prezenta lucrare se elaborează, folosind o altă relație, o metodică de calcul și proiectare a acestor motoare, care permite ca, plecînd de la putere, frecvență și cursă, să se determine toate mărimile necesare construcției motorului respectiv, în cazul acționării unui compresor și în condițiile optimului funcțional, corespunzînd unui randament și factor de putere mărite.

Se folosește în acest scop relația rezonanță electro-mecanică, în cazul unei sarcini de compresie adiabatică, cum și curbele de magnetizare statică a circuitului magnetic, cu întrefierul minim și maxim, corespunzînd limitelor extreme ale sursei.

În continuare se stabilesc relații de calcul pentru regimul de funcționare cu demultiplicare de frecvență și pentru cazul unei sarcini sonice. Pentru exemplificarea metodicii se calculează un agregat oscilocompresor de 60 W pentru frigider.

Bălă, C. și Puiu, I. *Predeterminarea caracteristicilor de funcționare ale oscilomotorului electric.* În lucrare se prezintă metoda de calcul pentru predeterminarea caracteristicilor magnetice parțiale ale circuitului magnetic și ale caracteristicilor magnetice, în cazul oscilomotorului tip prof. Marinescu M., considerînd drept parametru deplasarea axei armăturii mobile față de axa armăturii fixe. În funcție de curba deplasării (funcție de timp), se predetermină — pentru diferiți curenți prin înfășurarea armăturii — ciclurile dinamice, a căror suprafață este proporțională cu puterea electromagnetică a oscilomotorului. Pe baza acestora se poate determina caracteristica „puterea electromagnetică — curentul de sarcină", cum și factorul de putere al motorului.

Lucrarea se încheie cu o anexă în care se prezintă un exemplu de calcul pentru un micro-oscilomotor cu mișcare sinusoidală.

Popov, M. V. *Blocurile hiperstabile și utilizarea lor în teoria stabilității.* Se prezintă principalele proprietăți ale așa-numitelor „blocuri hiperstabile", caracterizate prin faptul că ele asigură un anumit tip de corespondență între valorile unor mărimi de intrare și ale unor mărimi de ieșire. Se arată că rezultatul combinării în paralel a două blocuri hiperstabile este totdeauna un bloc hiperstabil. De asemenea, orice bloc obținut prin combinarea a două blocuri hiperstabile într-o

schemă cu reacție negativă este un bloc hiperstabil. Proprietățile combinatorice arătate permit obținerea unor noi blocuri hiperstabile — în număr nelimitat — pornind de la un anumit număr de blocuri hiperstabile cunoscute.

Se mai arată că orice sistem format din asocierea unui număr arbitrar de blocuri hiperstabile, după anumite reguli generale, are în mod automat asigurată proprietatea de stabilitate. Această proprietate permite regăsirea pe o cale mai directă a principalelor rezultate ale teoriei stabilității sistemelor automate neliniare și simplifică modul de a gîndi în problemele de stabilitate, deschizînd posibilitatea unor noi aplicații.

Avramescu, A. și Leon, M. *Caracterizarea comportării tranzitorii a sistemelor fizice, prin intermediul funcției de transfer.* După evidențierea dificultăților de a găsi parametrii relevanți pentru caracterizarea comportării la transfer a sistemelor fizice, în general, și automate, în special, se arată că valorile funcției de transfer și a derivatelor ei în diferite zone ale planului complex, permit aprecieri sintetice asupra comportării la transfer, prin corelații cu criteriile integrale de optimizare. În anumite condiții se poate aprecia din funcția de transfer și comportarea tranzitorie propriu-zisă. Se dau unele soluții și se fac propuneri pentru soluționarea acestei probleme.

Rodeanu, E. *Răspunsul discriminatorului ideal la impulsul treaptă.* Studiul discriminatorilor în regim dinamic de funcționare, în special al discriminatorilor de bandă largă, este dificil atît datorită faptului că răspunsul se calculează folosind dezvoltări în serie ce nu sînt întotdeauna convergente, cît și datorită expresiei complicate greu de discutat ce se obține. În studiul filtrelor și amplificatoarelor, atît în cazul modulației de amplitudine, cît și al celei de frecvență unde apar aceleași dificultăți, se obțin informații utile calculînd răspunsul filtrului (amplificatorului) ideal, la impulsul treaptă.

Urmărindu-se aceeași idee, se calculează răspunsul discriminatorului ideal la impulsul treaptă. Idealizarea funcției de transfer pentru o clasă de discriminatori, și anume a celor de joasă frecvență, se va face pornindu-se de la expresiile modulelor funcțiilor de transfer reale, avînd în domeniul de lucru o dependență practic liniară de frecvență și prin aplicarea relațiilor Bayard-Bode, se calculează unghiurile de fază. Expresia răspunsului se obține folosind metoda integralei Fourier. Analiza acestuia permite să se coreleze durata frontului și mărimea supracreșterilor semnalului de la ieșire, cu lărgimea benzii discriminatorului și cu deviația relativă a frecvenței semnalului de la intrare, și deci să se ajungă la concluzii privind funcționarea discriminatorului în regim de impulsuri.

Tătaru, N. N. *Analiza unui sistem cu optimizare automată pe model analogic.* La lucrare se prezintă principiul de optimizare automată a factorului de amplificare dintr-un sistem de reglaj automat, în baza unui indice integral de performanță.

Caracteristic pentru sistemul studiat este faptul că i se aplică la intrare un semnal periodic de testare și că se produce în mod intenționat o mică variație periodică a factorului de amplificare, care permite măsurarea variației indicelui de performanță.

Indicele de performanță ales este valoarea integralei modulului erorii de reglaj, principiul de optimizare rămînînd același pentru orice alt indice de tip integral.

Pe calculatorul analogic MECAN-2 s-a modelat sistemul automatizat, dispozitivul de automatizare, bucla de optimizare automată și blocul special de comandă, care acționează în mod discret elementele de măsură și de memorizare temporară a indicelui de performanță, cum și modificarea în trepte a factorului de amplificare.

Diagramele înregistrate la calculatorul analogic ilustrează funcționarea corectă a sistemului și deci confirmă justețea principiului de optimizare automată adoptat.

Comunicările au fost urmate de discuții purtate la un nivel superior care au reușit să lămurească și să completeze expunerile animînd desfășurarea sesiunii. S-a desprins progresul considerabil realizat de colectivele institutului în însușirea programării și consultării mașinilor electronice de calcul, ceea ce a permis multor colective să adune o cantitate mai mare de date experimentale decît se puteau prelucra integral în timpul care a stat la dispoziție. S-a constatat, de asemenea, că prin metodele modelării electronice s-a reușit să se obțină rezultate noi în contradicție cu cele obținute de autori din alte țări, putîndu-se aduce lămuriri în descoperirea comportării reale.

Sesiunea a demonstrat, de asemenea, nivelul înalt atins de cercetătorii institutului în mînuirea instrumentului matematic modern și orientarea perfectă în teoria electromagnetismului. Poate că o apropiere mai pronunțată la problemele practice ale industriei noastre electrotehnice ar putea să preocupe în viitor conducerea institutului, pentru ca rezultatele obținute de colectivele de înaltă calificare a institutului să ajungă nemijlocit în producția industrială și în exploatările electroenergetice.

Acad. *Aurel Avramescu*

Tîrgul de primăvară de la Leipzig

Ediția din primăvara acestui an a Tîrgului de mostre de la Leipzig s-a desfășurat în zilele de 6—15 martie cu succesul obișnuit în prezentarea progresului tehnico-industrial general și în încheierea unor importante contracte și tranzacții interne și externe, chiar și fără festivitățile excepționale ce au avut loc în anul trecut cu ocazia celebrării a opt secole de la primul Tîrg din acest oraș. Aproximativ 600 000 de vizitatori au avut ocazia să parcurgă părți din cele aproape 100 km de ștanduri cu exponate din 70 de țări. Uniunea Sovietică și numeroase alte țări au expus produse industriale în pavilioane separate. Țara noastră a avut un birou de informații care a fost literalmente asaltat cu cereri pentru produsele noastre.

Accesul liber al expozanților și vizitatorilor din toate țările lumii împreună cu interesul deosebit ce se manifestă în țările capitaliste și cele slab dezvoltate pentru producția industrială a țărilor socialiste a fost încurajat de conducerea Tîrgului, care și-a îndreptat toate eforturile spre încurajarea relațiilor comerciale între țări cu regimuri politice și sociale diferite în cadrul larg al coexistenței pașnice între toate popoarele lumii.

Electrotehnica a fost reprezentată corespunzător rolului ei important în sectorul construcțiilor de mașini, în electrificare și în utilizările industriale și gospodărești cele mai variate. Tehnica nouă a apărut cu precădere și masiv, iar rezultatele cercetărilor științifice cele mai recente s-au simțit în soluțiile tehnice date.

În domeniul echipamentului electroenergetic și electrotehnic industrial, tehnica modernă s-a manifestat, în speță, prin utilizarea largă a semiconductorilor inclusiv a celor comandați, a construcțiilor de celule prefabricate capsulate, care se pot compune ușor după nevoi la locul de montaj, a materialelor plastice de toate genurile. S-a pus un deosebit accent pe siguranța în funcționare (pe „fiabilitate"), mai ales în automatizarea completă a comenzilor, operațiilor și a producției.

Au fost expuse diferite sisteme coerente de elemente logice care permit compunerea unor echipamente complexe de comandă și reglare automată, concurența privind mai ales reducerea gabaritelor prin miniaturizarea părților electronice și magnetice. Capacitatea combinatorie a acestor sisteme a crescut mult, iar prețurile sînt în scădere. Au trezit interes stațiile mobile de transformatoare, sistemele automate de

evitarea manevrelor greşite în staţii şi acţionările perfecţionate de întreruptoare sau separatoare.

În domeniul tehnicii tensiunilor înalte, uzinele din R.D.G. au expus autotransformatoare mari transportabile de 380 kV, în unităţi monofazate, transformatoare speciale pentru regiuni tropicale, staţii mobile de transformatoare. De asemenea s-a văzut mult aşteptata serie completă de întreruptoare de putere cu camere sub presiune tip D 3 AF6 bazată pe un element cu aer comprimat cu parametri 66 kV, 1600 A, 2500 MVA, 40 kA, 20 at, din care se pot compune la nevoie întreruptoare de tensiunile 110, 132, 150, 165, 220, 275, 330 şi 380 kV, cu şi fără punere directă la pămînt al neutrului reţelei. În acest domeniu se urmăreşte obţinerea de dimensiuni reduse la parametri cît mai ridicaţi. Dispunerea orizontală a camerelor de rupere pare să fie indispensabilă pentru reducerea înălţimii.

În materie de separatoare pentru exterior, soluţiile cu pantograf şi foarfece cîştigă teren, primele în execuţie monofazată, ultimele extinse la execuţii trifazate. Execuţiile corespund, în general, recomandărilor CEI. Staţiile de aer comprimat moderne funcţionează la presiuni foarte ridicate, de exemplu de 160 at într-o primă treaptă, de la care se face o expansiune la presiunea de utilizare care se profilează la circa 20 at.

Au apărut reductoare de curent şi tensiune sub aceeaşi cămaşă de porţelan. Cele de medie tensiune se toarnă în răşini epoxidice. La întreruptoarele şi separatoarele de medie tensiune au apărut soluţii compacte interesante. Datorită utilizării răşinilor de turnare, respectiv a ingeniozităţii de a reduce gabaritele în cursul manevrării cuţitelor, se permite introducerea acestor aparate în celule mici prefabricate.

În domeniul tracţiunii electrice s-au expus locomotive electrice de mare putere şi viteze moderate şi de mai mică putere şi viteze pînă la 200 km/h. R.D.G. prezintă o LE, tip Co Co, 50 Hz cu redresoare de Si, avînd o putere de 3660 kW şi viteză maximă de 80 km/h şi o altă LE, tip Bo Bo de 3360 kW şi 160 km/h viteză maximă. A fost expus un sortiment mare de locomotive speciale, de exemplu cu acumulatoare şi de tramvaie moderne.

În domeniul cablurilor şi conductelor, introducerea noilor materiale plastice se face simţită. Hîrtia de cablu se menţine la condensatoare şi cabluri de foarte înaltă tensiune.

În domeniul utilizărilor industriale, medicale, agricole şi casnice s-a prezentat un sortiment larg de produse, dintre care multe remarcabile. Nu putem să redăm toate aspectele lor în cadrul acestei cronici.

În general se poate spune că Tîrgul îşi menţine prestigiul şi îşi justifică din plin existenţa.

Acad. *Aurel Avramescu*

Aspect din Tîrgul de mostre de la Leipzig. Hala electrotehnicii

OMSZ MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS TÁJÉKOZTATÁSI KÖZPONT 1883

SOMMAIRE

CD 621.372.1.011.2/3.001.24

Corlăţeanu, V. et *Rothman, A.* : **Méthode numérique pour résoudre par sectionnement les réseaux électriques.**

Electrotehnica **14**, no. 4, avril 1966, p. 113–118

On présente la méthode qui permet de résoudre par sectionnement et l'on démontre son importance pratique pour l'obtention des solutions des problèmes concernant les réseaux électriques lorsque l'on utilise un calculateur numérique de capacité réduite.

CD 537.525 : 338.67:532.5 : 621.313.12

Nicolaide, A. : **Les équations des machines magnéto-hydro-dynamiques.**

Electrotehnica **14**, no. 4, avril 1966, p. 119–125

On spécifie qu'en magnéto-hydro-dynamique, dénommée usuellement MHD, on étudie le mouvement d'un fluide conducteur dans un champ magnétique. Dans le fluide qui se meut se produisent des courants induits qui modifient le champ magnétique, et l'interaction entre le champ magnétique et les courants modifie le mouvement du fluide. Les principales applications de la MHD ont été faites d'abord en astronomie et en géophysique. Actuellement les applications techniques, et notamment les machines magnéto-hidro-dynamiques, présentent un grand intérêt.

Dans cet article on indique les équations des machines magnéto-hydro-dynamiques et l'on montre les particularités de ces équations en rapport avec la nature du fluide, qui peut être un métal liquide ou bien un gaz ionisé.

CD 621.314.224.3.042.12.001.24

Păduraru, N. et *Preda, M.* : **Les particularités du calcul des transformateurs de mesure de courant à noyau en toron.**

Electrotehnica **14**, no. 4, avril 1966, p. 126–129

On présente une méthode pour le calcul des transformateurs, élaborée par les usines „Electroputere". On établit la relation fondamentale en utilisant les formules classiques pour le calcul des transformateurs de courant et en se basant sur le principe de similitude. Les courbes construites conformément à la relation fondamentale permettent le calcul rapide du circuit magnétique des transformateurs de courant, ce qui a pour résultat que pour établir la variante optima, le volume des calculs est sensiblement réduit.

CD 621.3.048.81

Bercu, A., Dumitrescu, P. et *Istrate, M.* : **Schéma d'isolation thermorigide à base de résines synthétiques, pour les machines électriques de puissance moyenne.**

Electrotehnica **14**, no. 4, avril 1966, p. 130–135

On présente un schéma d'isolation moderne, utilisant des résines synthétiques epoxydes thermorigides, pour les machines électriques de puissance moyenne (100–1 000 kW) et à tensions jusqu'à 6 kV. Pour la détermination optima de l'intensité du champ électrique actif de l'isolation du stator on a effectué une série d'essais diélectriques comparatifs. Les expériences ont été faites dans un milieu normal et dans un milieu climatique, sur des bobinages et sur deux machines ayant chacune une puissance de 160 kW, 6 kV. Les résultats des essais ont mis en évidence la supériorité du nouveau système d'isolation, de type thermorigide, en comparaison avec l'ancien système de type thermoplastique.

DISCUSSION 136–138

NOUVELLES DE L'INDUSTRIE 139

COMPTES RENDUS 140–141

EXTRAITS 141–145

CHRONIQUE 145–148

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 **Mașini electrice de curent continuu și alternativ. Generatoare. Motoare**

CZ 621.313.13.025.3 : 621.316.54.064

Falk, K. **Calculul numărului periodic de anclanșări la motoarele trifazate în caz de sarcină mecanică și de frînaj prin curent invers.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 23, 12 nov 1965, p. 755—759, 6 fig., 4 tab., și 4 ref. bibl.

CZ 621.313.32.043.3.017.71

Nicolaide, A. **Încălzirea rotoarelor masive la mașinile sincrone în caz de pornire în asincron.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 23, 12 nov 1965, p. 760—762, 4 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.314 **Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice**

CZ 62.314.2.027.3 : 621.316.54.064

Dieter, K. și *Jürgen, S.* **Asupra producerii de tensiune de cuplaj cu transformatori de încercare de înaltă tensiune** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 20, 1 oct 1965, p. 648—651, 8 fig., 1 tab., 14 ref. bibl.

CZ 621.314.21.042.82 : 621.315.615

Simkovic, F. **Lichide dielectrice sintetice folosite în transformatoare.** În : Electrotechnik **47**, nr. 16, iun 1965, p. 328—330, 2 tab., 12 ref. bibl.

CZ 621.314.22.001.24

Dianov-Klokov, I V. Stahovskii, D. A. și *Palițina, A. I.* **Calculul transformatorului de intrare a amplificatorului pentru termocuplu și balometru (frecvențe de lucru, dimensionare, zgomot).** În : Izmeri. tehn. **7**, 1965, p. 35—40, 5 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.314.224

Martin, F. și *Renz. R.* **Decuplajul circuitelor de măsură în transformatoare.** În : AEG-Mitt. **55**, nr. 1, 1965, p. 39—45, 13 fig., 2 tab.

CZ 621.315 **Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cabluri conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalații**

CZ 621.315.1.024.027.3

Schulze, H. **Funcțiunile și problemele tehnice ale transportului de curent continuu și înaltă tensiune, în prezent și în viitor.** În : Energietechnik **15**, nr. 6, iun 1965, p. 256—261, 4 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

CZ 621.315.1.08 : 621.316.92

Ivanov, V. L. **Instalație experimentală pentru determinarea caracteristicilor de izolație la supratensiuni interne.** In : IZV. VUZ. Energhetika **8**, nr. 6, iun 1965, p. 12—16, 5 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.315.614.6+621.315.2 : 621.317.374+621.317.335.3

Lan, H. **Caracteristicile electrice de izolare ale hîrtiei impregnate, longitudinal și transversal prin dispunerea straturilor.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 19, 17 sept 1965, p. 615—618, 9 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.315.615.2

Angerer, L. **Efectul adaosurilor organice asupra străpungerii dielectrice în uleiul de transformator și parafină lichidă.** În : Proc. I.E.E. **112**, nr. 5, mai 1965, p. 1025—1035, 11 fig., 20 ref. bibl.

CZ 621.315.616.96

Stierli, R. **Rășini epoxidice pentru industria electrică.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 20, 24 sept 1965, p. 649—655, 4 fig., 4 tab., 9 ref. bibl.

CONTENTS

DC 621.372.1.011.2/3.001.24

Corlăţeanu, V. and *Rothman, A.*: **A method for the numerical solution by sectioning of the electric networks.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, april 1966, p. 113–118

The paper presents the solving method by sectioning and its practical importance in obtaining solutions of electric network problems where digital computers of reduced capacity are used.

DC 537.525: 338.67 :532.5 :621.313.12 119–125

Nicolaide, A.: **The equations of the magnetohydrodynamic machines.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, april 1966, p. 119–125

The magnetohydrodynamics, commonly known as MHD, studies the movement of conductor fluids in magnetic fields. Currents which modify the magnetic field are induced in the moving fluid and the interaction between the magnetic field and the currents modifies the fluid movement. The main applications of the MHD have initially been in astronomy and geophysics. The technical applications and especially the magnetohydrodynamic machines are now a highly interesting application field.

The author presents the equations of the magnetohydrodynamic machines and discusses the pecularities of these equations as related to the nature of the fluid, which may be a liquid metal or an ionised gas.

DC 621.314.224.3.042.12.001.24

Păduraru, N. and *Preda, M.*: **The calculus pecularities of current transformers with toroidal core.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, april 1966, p. 126–129

A calculus method of current transformers worked out at the „Electroputere" works is presented. The basic relation has been established from the classical calculus formulas of current transformers and on the basis of the similitude principle. The curves plotted according to the basic relation allow the rapid calculus of the magnetic circuit of current transformers so that the establishment of the optimum variant is less time consuming.

DC 621.3.048·81

Bercu, A., Dumitrescu, P. and *Istrate, M.*: **Thermorigid insulating schemes based on synthetic resins for medium-power electric machines.**

Electrotehnica **14**, nr. 4, april 1966, p. 130–135

A modern insulation scheme using synthetic thermorigid epoxi resins for electric machines of medium power (100–1 000 kW) and voltages up to 6 kV is described. A series of comparative dielectric tests have been carried out for the optimum determination of the electric working field intensity in the stator insulation. The tests have been conducted, in normal and climatic media, on both windings and two machines of 160 kW and 6 kV. The results of the tests have shown the superiority of the new insulation system of the thermorigid type as compared with the old thermoplastic-type system.

DISCUSSION 136–138

INDUSTRIAL NEWS 139

REVIEWS 140–141

ABSTRACTS 141–145

CHRONICLE 145–148

CZ 621.315.616.96.004.14

Hubler, E. **Aplicarea păturilor de rășini epoxidice izolate electrie.** In : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 24, 19 nov 1965, p. 817—820, 5 fig.

CZ 621.316 Distribuția energiei electrice. Rețele de distribuție. Deschiderea și închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecția aparatelor și instalațiilor

CZ 621.316.1

Cervonenkis, I. M. și *Finger, L. M.* **Sistemul optim de tensiuni pentru rețele electrice urbane și rurale.** În : Elektricestvo **86**, nr. 7, iul 1965, p. 11—15, 2 fig., 1 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.316.5.066.6.001.5

Pucher, W. **Arderea contactelor în întreruptoarele de înaltă tensiune.** În : Elektrie **19**, nr. 9, sept 1965, p. 362—366, 4 fig., 1 tab., 12 ref. bibl.

CZ 621.316.542.027.3.001.4

Slanecka, E. **Încercări sintetice a capacității de rupere a întreruptoarelor de circuit de tensiune înaltă.** În : Elektrie **19**, nr. 9 , sept 1965, p. 353—358, 15 fig., 1 tab., 14 ref. bibl.

CZ 621.316.542.066.6.001.5

Wedell, H. M. **Variații la suprafața de contact sub influența unui arc.** În : Elektrie **19**, nr. 9, sept 1965, p. 367—371, 12 fig., 19 ref. bibl.

CZ 621.316.57 : 621.314.22.072

Rivkin, A. M. **Funcționarea în paralel a contactelor la contactoarele echipamentelor de reglare în sarcină a tensiunii transformatoarelor.** În : Elektrotehnika **36**, nr. 7, iul 1965, p. 11—15, 6 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.317 Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură

CZ 621.317 : 621.315.2.002.2

Planer, F. E. **Automatizarea și tehnica de măsurare modernă în fabricarea de cabluri și conductori.** În : Elektrie **19**, nr. 9, sept 1965, p. 377—380, 10 fig.

CZ 621.317.39 : 531.717.1.082.52 : 669.1.42

Oehlke, K. **Măsurarea profilelor, fără a le atinge, a materialelor în stare incandescentă.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 22, oct 1965, p. 745—749, 6 fig.

CZ 621.317.4 : 621.318.1 : 621.374

Pîrh, G. N. **Utilizarea generatorului magnetic de impulsuri pentru trierea miezurilor feritice.** În : Priborostroenie, nr. 6, iun 1965, p. 24—25, 2 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.317.7.085.34

Kraemer, H., Lorenz, H. și *Ludwig, W.* **Instrumente de măsură electrice de precizie cu spot luminos.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-B) **17**, nr. 20, 24 sept 1965, p. 637—643, 8 fig., 2 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.317.714.089.9 + 621.317.725.089.6 + 621.317.784.089.6

Bezikovici, Ia. A. ș.a. **Dispozitiv universal cu precizie superioară pentru verificarea ampermetrelor, voltmetrelor și vattmetrelor la frecvențe de sunet.** În : Izmerit. tehn., nr. 10, 1965, p. 8—11, 2 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.317.763.085.36

Pojdestvenskii, M. G., Mincenko, G. B. și *Ermolov, M. K.* **Undametru automat cu citire numerică.** În : Izmerit. tehn., nr. 10, 1965, p. 15—18, 4 fig.

CZ 621.317.78 + 621.317.772 : 538.632

Fränkel, D. **Măsuri de putere pe rețelele polifazate cu ajutorul generatoarelor Hall.** În : Elektrotechn. Zeit. (ETZ-A) **86**, nr. 23, 12 nov 1965, p. 751—755, 8 fig., 15 ref. bibl.

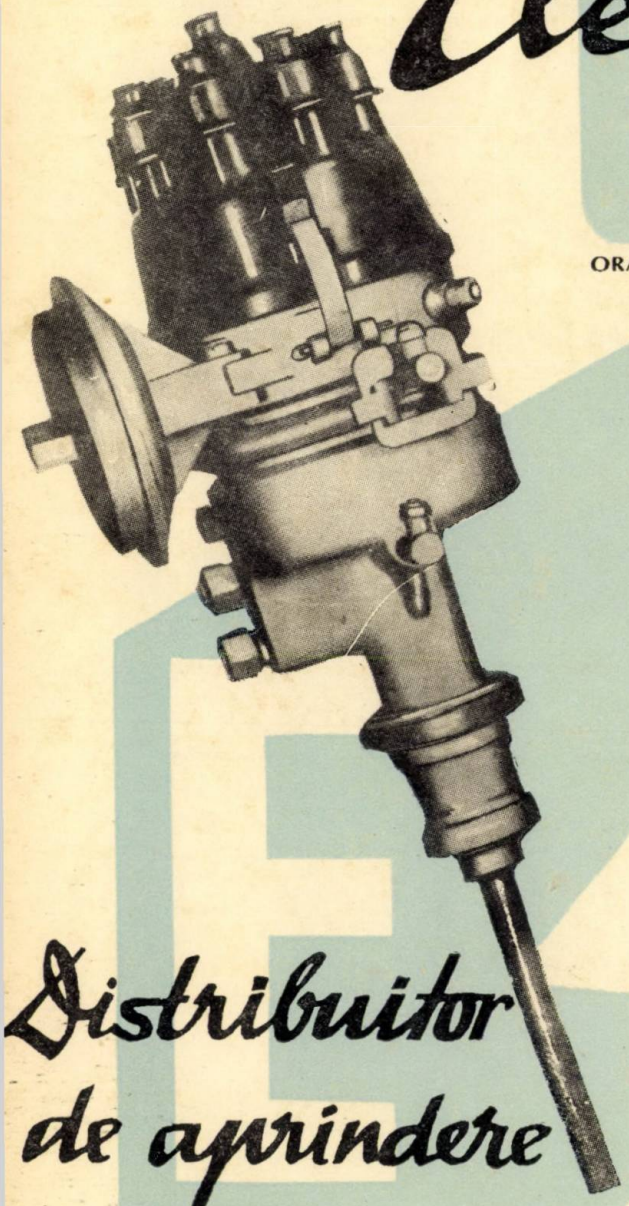
CZ 621.317.785 : 621.335.2

Riskovski, I. I. **Erorile contoarelor electrodinamice de curent continuu.** În : IZV. VUZ. Energhetika **8**, nr. 5, mai 1965, p. 98—101, 3 fig.

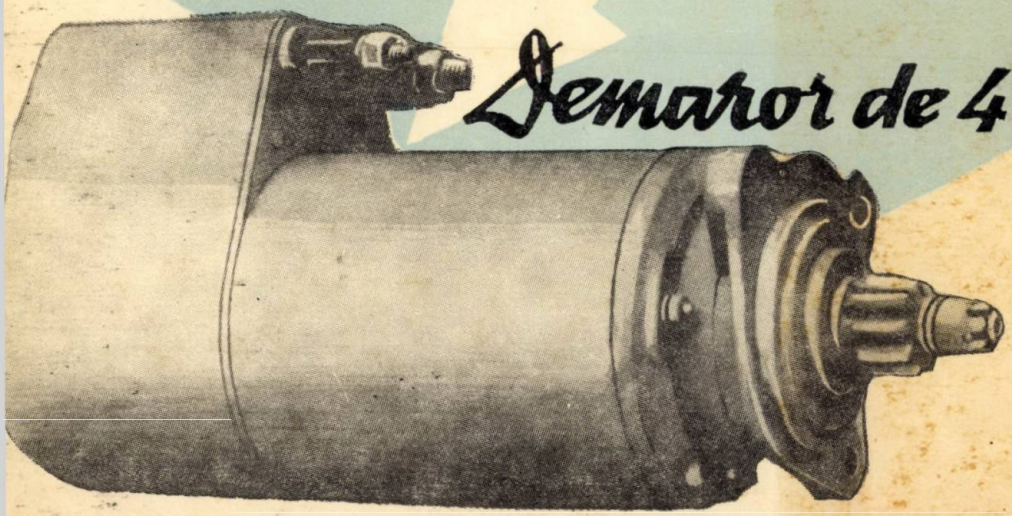
Electroprecizia

UZINA

ORAŞUL SĂCELE, STR. TÎRLUNGULUI 32 TELEFON : 45-54 REGIUNEA BRAŞOV



Distribuitor de aprindere

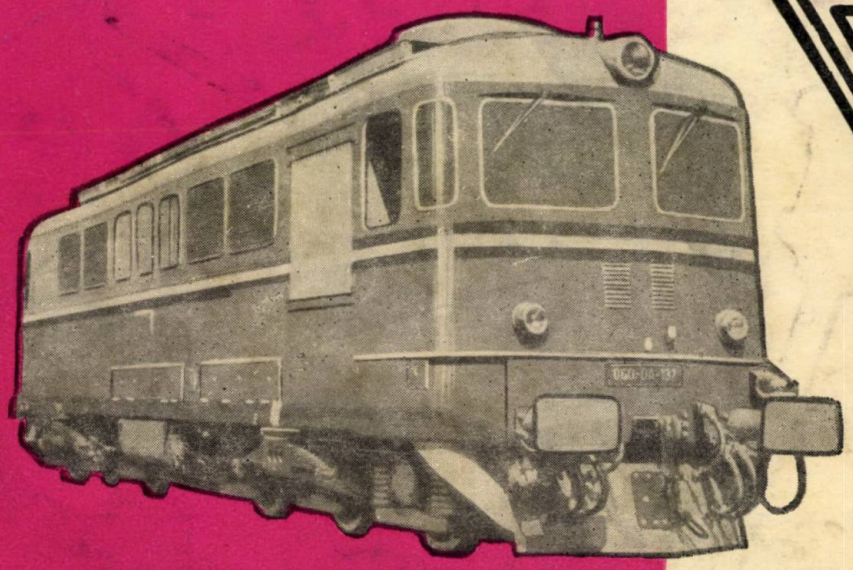


Demaror de 4 C.P.

1966 SZEP 29

LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE
CO-CO 2100 CP
pentru traficul de marfă și de călători

- condiții optime de comandă și de vizibilitate a căii
- folosirea puterii totale a motorului Diesel la viteze mari
- posibilitate de comandă unică la unități cuplate



uzinele

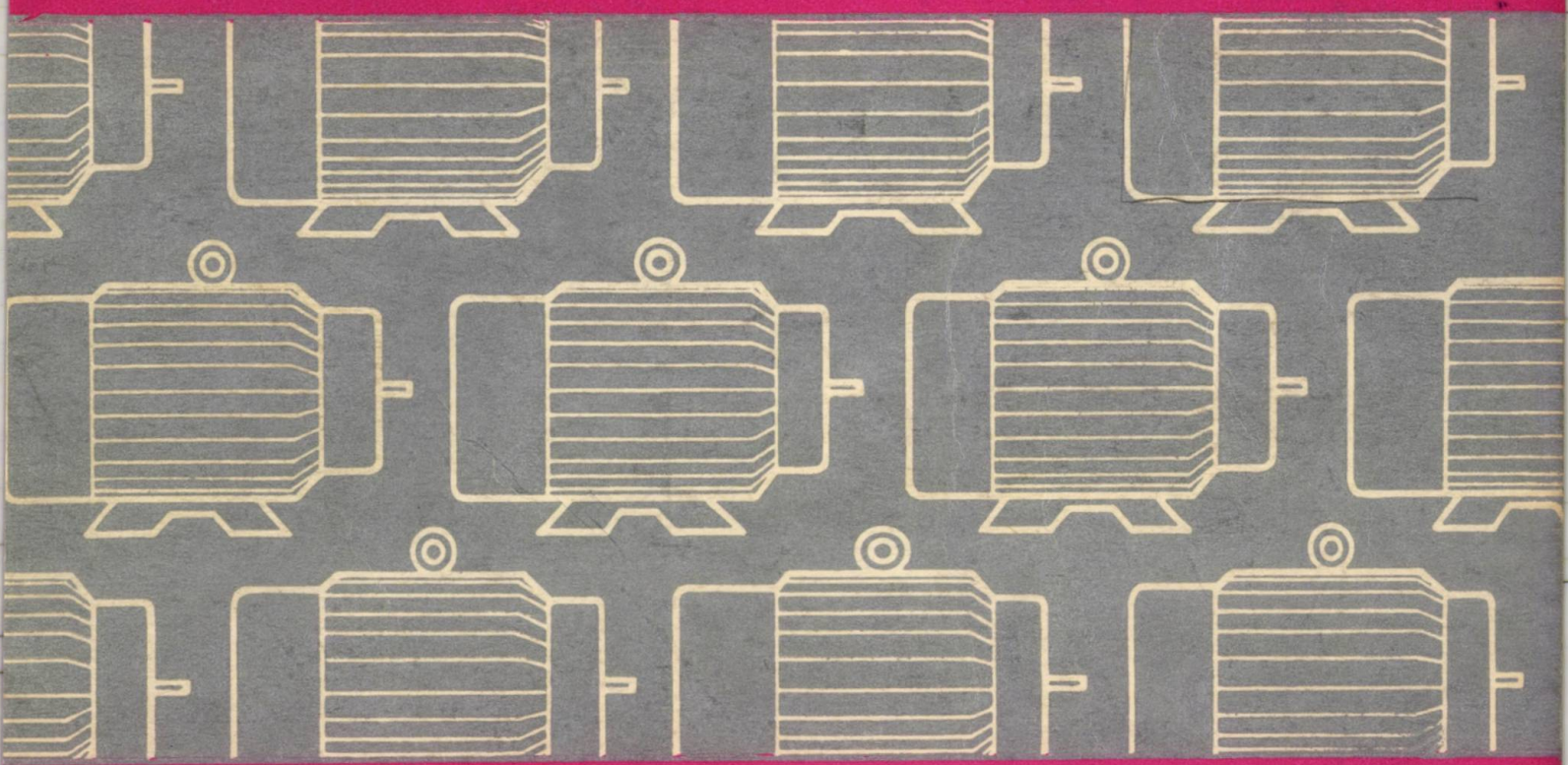
ELECTROPUTERE

E 2040

REFERALVA

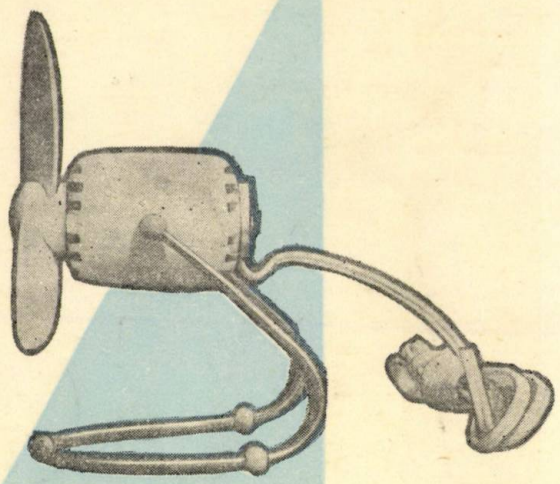
R

ELECTROTEHNICA



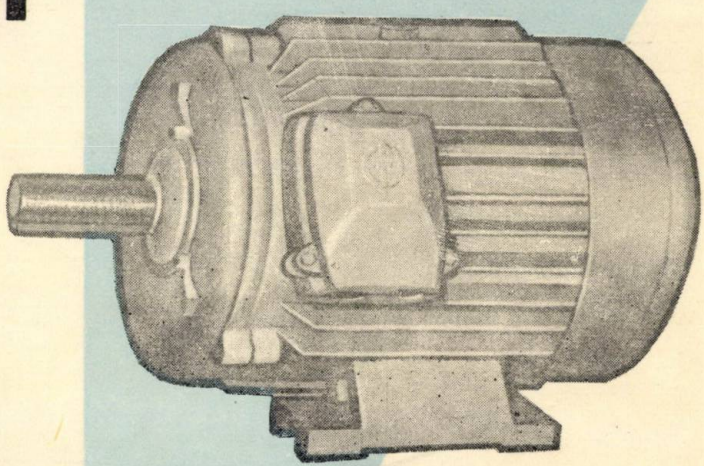
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 14 • NR. 5 • MAI 1966

5

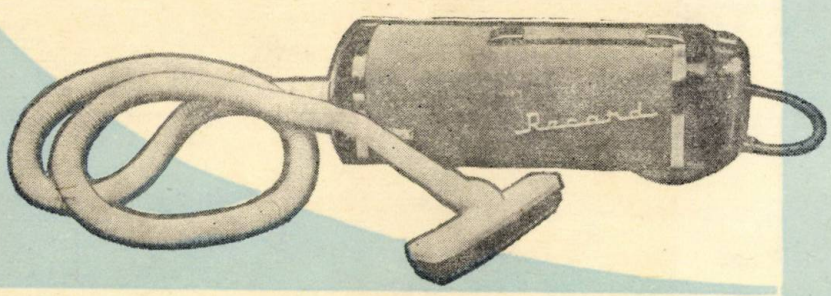


- ventilatoare de masă cu cadru sau suport
- relee regulatoare pentru tractoare și autovehicule
- generatoare de curent continuu pentru tractoare și autovehicule
- motoare și reostate pentru mașini de cusut electrice
- motoare pentru antrenarea spălătorului și centrifugei mașinilor de spălat rufe „ALBA — LUX"

ELECTROMOTOR



- motoare electrice asincrone trifazate cu rotorul în scurcircuit, protecție IP 44, de 0,25 — 0,6 și 4 — 30 kW și cu rotorul cu inele de contact, de 5,5 — 22 kW
- aspiratoare de praf tip „Record"



OMSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 14 Nr. 5, p. 149–184 mai 1966

CUPRINS

CZ 621.317.333.6 : 537.523.3 : 621.314.2

Avramescu, A. şi *Popescu, C.* : **Problemele descărcărilor parţiale în transformatoare.**

Electrotehnica 14, nr. 5, mai 1966, p. 149–155

O dată cu realizarea în I.C.P.E. a unor aparate de măsură şi încercare la descărcări parţiale a transformatoarelor, se prezintă sintetic problematica acestor fenomene, începînd cu lucrările întreprinse în acest domeniu de organizaţiile internaţionale CIGRÉ şi CEI şi continuînd cu fenomenele şi relaţiile fizice, metodele de măsură şi încercare, în sfîrşit, cu problemele ce stau în faţa cercetătorilor din ţară şi străinătate privind încercarea la descărcări parţiale a transformatoarelor.

CZ 621.317.382/385.082.744

Sebastian, L. : **Studiul regimurilor caracteristice ale unui aparat de inducţie pentru măsurarea energiei şi puterii.**

Electrotehnica 14, nr. 5, mai 1966, p. 156–163

Se descrie un aparat construit pe principiul comutatorului de inducţie care măsoară atît energia consumată, cît şi puterea activă. Aparatul poate fi utilizat în automatizările energetice şi în cadrul laboratoarelor de măsurări electrice.

CZ 621.315.616.9 : 551.5

Pîrligras, Ec. şi *Stănescu, E.* : **Influenţa umpluturii sau suportului asupra comportării materialelor electroizolante pe bază de răşini fenolformaldehidice în diferite microclimate.**

Electrotehnica 14, nr. 5, mai 1966, p. 163–169

Se arată comportarea, în mediu cald-umed de laborator şi microclimat maritim natural, a prafurilor de presare şi a stratificatelor, în funcţie de natura umpluturii sau a suportului. După caracterizarea mediilor în care s-au făcut expunerile, s-au dat rezultatele sub formă de diagrame şi tablouri. S-a constatat că prafurile de presare fenolice cu umplutură neorganică au avut cea mai bună comportare în ambele medii. În ceea ce priveşte stratificatele, cele cu suport din hîrtie au o comportare superioară celor cu suport din ţesătură de bumbac.

CZ 621.315.616.96 : 621.315.623/624

Lucescu, S. : **Răşinile epoxidice cicloalifatice în construcţia izolatoarelor de exterior.**

Electrotehnica 14, nr. 5, mai 1966, p. 169–173

Se tratează în mod succint problema răşinilor epoxidice cicloalifatice care, folosite la izolatoarele de exterior, au dat rezultate bune.

CZ 621.317.715.001.24 : 621.389

Vasiliu, Al. : **Determinarea ecuaţiei de funcţionare a galvanometrului pentru electrocardiograf în vederea modelării lui pe o maşină de calcul.**

Electrotehnica 14, nr. 5, mai 1966, p. 174–179

Se prezintă modul de determinare a ecuaţiei de funcţionare a unui galvanometru inscriptor cu bobină de comandă fixă, folosit de electrocardiografele cu două canale construite la I.O.R. Se analizează, în general, rezultatul modelării ecuaţiei pe un calculator analogic şi influenţa diverşilor parametri constructivi asupra performanţelor galvanometrului în regim dinamic.

RECENZII 180–182
REFERATE 182–183
CRONICĂ 184
SCURTE ŞTIRI 184

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.317.333.6: 537.523.3: 621.314.2

Аврамеску А., и *Попеску К.*: **Вопросы частичных разрядов в трансформаторах.**

Electrotehnica **14**, № 5 май 1966, стр. 149–155

В результате разработки Институтом И.Ч.П.Е. аппаратов для измерения и испытания трансформаторов на частичные разряды, проводится обобщение проблематики этих явлений, начиная от работ предпринятых в этом направлении международными организациями CIGRE и CEI и продолжая физическими взаимосвязями и явлениями, причем рассматриваются методы измерения и испытания, а в заключение — проблемы стоящие перед румынскими и зарубежными исследователями по вопросу испытания трансформаторов на частичные разряды.

ДК 621.317.382/385.082.744

Себастиан Л.: **Изучение характерных режимов индукционного прибора для измерения энергии и мощности.**

Electrotehnica **14**, № 5, май 1966, стр. 156–163

Описывается прибор, сконструированный по принципу индукционного коммутатора, измеряющего как потребляемую энергию, так и активную мощность. Прибор может быть применен для энергетической автоматики, а также в лабораториях для электрических измерений.

ДК 621.315.616.9: 551.5

Пырлиграс, Е. и *Стэнеску, Е.*: **Влияние наполнителя или подложки на поведение электроизолирующих материалов на основе фенолформальдегидных смол в различных микроклиматических условиях.**

Electrotehnica **14**, № 5, май 1966, стр. 163–169

Показано поведение во влажной горячей лабораторной среде и в условиях естественного морского микроклимата прессовочных порошков и стратификатов в зависимости от вида наполнителя и подложки.

После характеризации сред, в которых производились испытания, результаты приводятся в виде диаграмм и таблиц. Установлено, что феноловые прессовочные порошки с неорганическим наполнителем оказались наилучшими в обеих средах. Что касается стратификатов, эти последние на бумажной подложке качественно лучше, чем стратификаты с подложкой из хлопчатобумажной ткани.

ДК 621.315.616.96: 621.315.623/624

Луческу, С.: **Циклоалифатические эпоксидные смолы в конструкции внешних изоляторов.**

Electrotehnica **14**, № 5, май 1966, стр. 169–173

Вкратце рассматривается вопрос циклоалифатических эпоксидных смол, при применении которых были получены положительные результаты при конструировании внешних изоляторов.

ДК 621.317.715.001.24: 621.389

Василиу, А.: **Определение уравнения работы гальванометра для электрокардиографа в целях его моделирования на вычислительном устройстве.**

Electrotehnica **14**, № 5, май 1966, стр. 174–179

Описывается способ определения уравнения работы регистрирующего гальванометра с неподвижной катушкой управления, применяемого в двухканальных электрокардиографах, сконструированных И.О.Р. В основном анализируется результат моделирования уравнения на аналоговом вычислительном устройстве, а также влияние различных конструктивных параметров на характеристики гальванометра в динамическом режиме.

РЕЦЕНЗИИ 180–182

РЕФЕРАТЫ 182–183

ХРОНИКА 184

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 184–185

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 5 București, mai 1966

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883

T 11724/66

Problemele descărcărilor parțiale în transformatoare

Aurel Avramescu și **Chiril Popescu*** — București

CZ 621.317.333.6 : 537.523.3 : 621.314.2

În ultimii doi ani la I.C.P.E. s-a luat în cercetare problema descărcărilor parțiale în transformatoare. După studii documentare s-au realizat aparate de măsură și încercare a căror introducere în laboratorul central de la U.E.P.C. pentru studiul și încercarea transformatoarelor este o bună ocazie de a prezenta sintetic problematica acestor fenomene și cunoștințele actuale privind influențele lor asupra comportării transformatoarelor.

Dimensionarea rațională a izolației transformatoarelor a devenit o problemă importantă și actuală de cînd scăderea nivelului de protecție, dată de tensiunea reziduală a descărcătoarelor, a permis reducerea treptată a nivelelor de izolație la impuls. Cu ajutorul măsurilor de coordonare a izolației s-a ajuns la o îmbunătățire radicală a protecției transformatoarelor din stații, în același timp izolația înfășurărilor putînd a fi scăzută cu două și uneori chiar cu trei clase de izolație.

În schimb tensiunile de încercare a transformatoarelor la frecvență industrială nu s-au modificat în nici o țară de mulți ani [1], datorită în mare parte faptului că tensiunea de amorsare la 50 Hz a descărcătoarelor nu a scăzut la fel cu cea reziduală. Supratensiunile de origine internă, care în general nu sînt limitate de descărcătoare — cu excepția tensiunilor foarte înalte — condiționează dimensionarea izolației interne la nivele la care să poată suporta supratensiunile interne [2].

De mai mulți ani există tendința de a scădea nivelul de izolație și la frecvența industrială din motive economice și din cauză că în ultimul timp au apărut descărcătoare capabile să limiteze supratensiunile de comutare. Se cere totuși ca scăderea nivelului de izolație la 50 Hz și deci a costului transformatoarelor să nu ducă la o scădere a duratei de viață, datorită solicitării mai mari a dielectricului.

În legătură cu această solicitare se pune problema descărcărilor parțiale în înfășurările și în interiorul transformatorului. Dacă prin măsurători reproductibile ale acestor descărcări s-ar putea conchide asupra duratei de viață a izolației, nivelul de izolație ar putea să fie scăzut. Solicitarea de lungă durată și deci aceea care influențează hotărîtor durata de viață a izolației interne se datorește tensiunii de serviciu care se aplică în mod continuu dielectricilor supuși unor influențe și alterații variabile date de oxidare, umiditate și încălzire. Dacă s-ar putea găsi o încercare la descărcări parțiale care să dea o garanție suficient de precisă asupra stabilității la aceste descărcări a transformatorului, s-ar putea scădea tensiunea de încercare la 50 Hz, și, cu aceasta, nivelul de izolație, respectiv costul instalației.

Din aceste cauze în toate țările industriale se efectuează intense cercetări pentru lămurirea fenomenelor de descărcări parțiale în ulei și în înfășurări pentru elaborarea unor metode și aparate de măsură adecvate, pentru compararea și etalonarea lor, cu scopul de a obține rezultate reproductibile care permit concluzii asupra calității și stabilității izolației interne a transformatoarelor.

În cele ce urmează se înfățișează sintetic cerințele care au apărut din partea beneficiarilor, adică a întreprinderilor de construcții și de exploatare a stațiilor și rețelelor, și consemnate de organizații internaționale, cercetările efectuate pe plan mondial pentru lămurirea fenomenelor și elaborarea echipamentului de măsură și încercare, în vederea elaborării unor recomandări privind norme de încercare care să fie admise atît de constructori, cît și de beneficiari.

1. Încercări întreprinse de organizații internaționale

La sesiunile din 1958—1960 și 1962 ale C.I.G.R.É. s-au prezentat o serie de lucrări care se referă la fenomene și măsurări de

* Acad. dr. doc. șt. tehn. *A. Avramescu* este director general al Centrului de documentare științifică al Academiei Republicii Socialiste România, iar ing. *Chiril Popescu* este șeful laboratorului de înaltă tensiune din I.C.P.E.

descărcări parțiale în transformatoare. Comitetul de studiu nr. 12 transformatoare a ținut o sesiune specială dedicată măsurării descărcărilor parțiale în transformatoare [3]. S-au discutat 46 probleme împărțite în 6 grupe pe care le reproducem pentru sistematizare :

1. Generalități privind descărcările parțiale și efectele lor.
2. Metode de măsurări pentru stabilirea intensității descărcărilor parțiale.
3. Comportarea la descărcări parțiale și durata de viață a transformatoarelor.
4. Condiții de încercare la descărcări parțiale a transformatoarelor.
5. Metode de măsură.
6. Economicitatea încercărilor la descărcări parțiale.

Din inspecția titlurilor se poate constata ce probleme majore s-au urmărit. Rezultatele nu sînt încă încurajatoare. Pe cînd fenomenologia descărcărilor este oarecum cunoscută, calculul prealabil al intensității lor din parametrii izolației și din tensiunea aplicată încă nu a reușit. S-au analizat patru din cele mai uzuale metode de măsură însă nu s-a reușit să se aleagă una care să fie recomandată cu precădere. Predeterminarea duratei de viață din măsurarea descărcărilor încă nu este posibilă. Nu s-a reușit să se stabilească valori admisibile ale intensității descărcărilor. S-a constatat că modul de cuplare a aparatului de măsură nu modifică esențial rezultatele, dar se cere introducerea și acceptarea generală a unei „surse etalon" de descărcări parțiale.

La rîndul ei C.E.I. s-a preocupat în CT 42 intens de definirea (a se vedea anexa 1 și 2) și măsurarea descărcărilor parțiale în înfășurări. Încă la reuniunea generală din 1962 la București, acest comitet s-a străduit să formuleze un proiect de recomandare pentru măsurarea „descărcărilor parțiale în aparate electrice". Proiectul a fost discutat la reuniunea din Veneția în 1963 și la cea din Aix les Bains în 1964 fără a se ajunge la o formă unanim acceptabilă. Grupe de lucru speciale au fost delegate de comitet spre a studia aspecte neclare în prevederile recomandărilor, utilizînd rezultatele obținute la C.I.G.R.É. și în laboratoare.

Atît C.I.G.R.É. cît și C.E.I. au lansat apeluri la comitetele naționale pentru studierea complexului de probleme legate de descărcările parțiale în transformatoare și aparate de înaltă tensiune.

În această situație, cercetarea experimentală a descărcărilor parțiale în transformatoare cu ajutorul unor dispozitive adecvate construite ad-hoc este justificată nu numai pentru a informa fabricile noastre constructoare în vederea îmbunătățirii produselor, dar și pentru a contribui cît se poate de modest la efortul internațional de a găsi soluții acceptabile în rezolvarea acestui complex de probleme.

2. Fenomene fizice

2. 1. *Solicitarea datorită descărcărilor parțiale în izolația internă*

Izolația internă a transformatoarelor trebuie să reziste timp cît mai îndelungat solicitării la tensiunea de exploatare și la supratensiuni de origine internă sau atmosferică. Dimensionarea izolației este reglementată prin recomandările, normele și standardele de coordonare a nivelelor izolației. Cum costul izolației interne crește mai repede decît proporțional cu tensiunea și reprezintă, la tensiuni nominale de peste 110 kV, aproape o treime din costul unității, orice reducere a izolației cu păstrarea duratei de viață are o mare importanță economică.

Cu toate că supratensiunile solicită mai puternic dielectricul decît tensiunea de serviciu, încălzirea, ancrasarea și îmbătrînirea treptată a izolației influențează rezistența și stabilitatea ei dielectrică, datorită duratei mult mai prelungite a solicitării.

Pierderile dielectrice produc o supraîncălzire a izolației care împreună cu încălzirea materialului metalic activ duce la o supraîncălzire a transformatorului. Dacă echilibrul între căldura disipată și cea produsă nu se mai poate păstra, încălzirea devine progresivă și abutisează, pînă la sfîrșit, într-o străpungere a dielectricului [4].

Străpungerea se introduce, de obicei, prin descărcări „parțiale" luminescente, staționare sau mobile, în spațiile mici de aer inclus în corpul izolației sau pe suprafața de separare a doi dielectrici. Descoperirea și măsurarea acestor descărcări, de natura descărcării corona ce apare pe suprafața conductorilor de înaltă tensiune, sînt de mare importanță pentru luarea unor măsuri adecvate în vederea evitării lor.

Descărcările parțiale duc în general la deteriorarea izolației, afară de cazul cînd aceasta poate să reziste indefinit la efectele lor. În orice caz ele au ca urmare scăderea rigidității dielectrice a întregii izolații solicitate [5].

Cîmpul electric în interiorul izolației nu poate să fie omogen. La aplicarea tensiunii pot apărea descărcări fără o străpungere și fără o urmare pentru dielectrici gazoși și lichizi. Dacă descărcările apar însă în dielectrici solizi care se pot descompune în urma efectelor lor, izolația suferă deteriorări în funcție de intensitatea și durata descărcărilor.

Izolația internă a transformatoarelor și aparatelor, compusă din izolanți solizi și lichizi cu incluziuni inevitabile de bule gazoase, trebuie dimensionată astfel încît la solicitările de tensiune ce se pot prevedea să nu se provoace descărcări parțiale care ar putea scădea rigiditatea dielectrică sau durata de viață a izolației. Costul izolației trebuie menținut în aceste condiții cît mai redus. Se impune deci un compromis tehnico-economic ca în orice lucrare inginerească.

Izolația transformatoarelor în ulei se compune, în afară de lichidul izolant, din hîrtie și preșpan impregnate în ulei. Complexul ulei hîrtie, respectiv ulei-preșpan are două avantaje esențiale: rigiditate dielectrică foarte mare și preț relativ redus. În schimb, are un dezavantaj ca orice izolație cu componente organice: își schimbă proprietățile fizice și chimice în timp sub influența încălzirii în serviciu, a umidității și a oxigenului din aer. Aceste modificări, care implică o scădere a calităților dielectrice, se caracterizează prin cuvîntul „îmbătrînire". Ele se reduc în fond la oxidarea uleiului și la descompunerea celulozei din hîrtie și preșpan. După experiența actuală uleiul are în transformatoare, la o întreținere atentă, o durată de viață de peste 20 ani.

Prin măsurile care se iau în prezent pentru ridicarea duratei de viață se urmărește îmbunătățirea stabilității componenților izolației prin adaosuri de inhibitori la ulei, evitarea incluziunilor de aer la impregnare și în fine ermetizarea interiorului transformatorului față de influențele atmosferei, ceea ce elimină oxidarea și umiditatea. Aplicarea inhibitorilor a dat rezultate pozitive verificate în ultimile decade. Compoziția izolației se supune în prezent la cercetări minuțioase spre a descoperi ingredienții care reduc gradientul de ionizare și de străpungere. Tehnica impregnării a făcut mari progrese prin trecerea la viduri de ordine de mărime mai înalte decît cele folosite acum 2—3 decade.

Aceste succese îndreptățesc continuarea cercetărilor pentru îmbunătățirea continuă a izolației și a tehnologiei de fabricație.

2. 2. *Fenomene elementare*

Deteriorarea izolației ca urmare a descărcărilor parțiale se datorește în fond coliziunei ionilor accelerați în cîmpul electric din alveolă cu moleculele izolantului solid înconjurător. Efectul de distrugere ar fi în acest caz proporțional cu numărul coliziunilor care pot provoca o dezintegrare a moleculelor izolantului [6]. De aceea energia consumată pentru descărcări în interiorul izolantului ar trebui să fie parametrul cel mai important care să caracterizeze efectele distructive ale descărcărilor [7]. Totuși o relație logică se poate stabili numai pentru ulei unde arcul electric disociază 75 cm^3 gaze/kWh; această relație se menține și la descărcări parțiale intense [8]. La descărcări parțiale slabe gazele produse sînt resorbite foarte repede de ulei, astfel că ele practic nu se pot măsura în cuve mari [9].

În interiorul izolației stratificate se pot produce goluri, „alveole" în care să apară descărcări luminescente, ce nu se văd din exterior și nu se pot detecta decît prin perturbații similare cu cele întîlnite curent în radiofonie [10] sau mai nou prin ultrasunete [11].

Pierderile de energie se produc, în acest caz, atît în gazul inclus, cît și pe pereții izolanți bombardați de ionii accelerați de cîmpul electric [12]. Energia consumată în gazul din alveolă nu are efect distructiv direct asupra izolantului, ci contribuie doar la încălzirea lui și, indirect, poate duce la îmbătrînirea timpurie a izolantului sau poate provoca atacarea chimică a pereților prin efectul unor produse de descompunere corosive sau caustice [12]. În ceea ce privește bombardarea ionică a pereților, se poate presupune că efectul distructiv în toate alveolele unui complex constructiv (de ex. a unui transformator) este proporțional cu sarcina electrică echilibrată prin descărcări [13].

Din aceste cauze C.E.I. recomandă dintre parametrii principali ai descărcării întîi sarcina electrică care se descarcă, respectiv se echilibrează în toate alveolele și care se poate detecta prin aparate corespunzătoare de măsură la bornele transformatorului [14].

Cu totul general se poate stabili că efectul distructiv al descărcărilor parțiale în transformatoare crește cu temperatura mediului izolant, deoarece energia de legătură a moleculelor scade cînd temperatura crește [15].

Alveolele pot apărea atît în ulei cît și în interiorul masei izolante. Dacă ele apar sau se sting în ulei în locul în care cîmpul electric este intens, pot să introducă efecte grave prin descărcări parțiale care degenerează în scîntei mai lungi între electrozi. Față de descărcările parțiale în aer cele din alveole prezintă particularități, datorită dimensiunilor mici ale alveolei [6]. După ultimile cercetări fenomenele elementare din alveole se petrec diferit după cum este orientată alveola. Dacă dimensiunea mai mare a ei este paralelă la electrozii metalici între care se află, ea va fi solicitată în raportul invers al permitivităților, deci alveola în ulei mai intens în interiorul ei, ceea ce poate duce la o descărcare pe dimensiunea transversală maximă, deoarece cîmpul de străpungere crește la scăderea distanțelor mici. Străpungerea are loc în 10^{-8} s. Dacă golul este în lungul liniilor de cîmp apare o descărcare superficială de-a lungul peretelui izolant care se dezvoltă mai încet, anume în circa 5×10^{-8} s. După egalizarea sarcinilor, descărcarea se stinge, iar cîmpul electric încarcă din nou alveola pînă la atingerea tensiunii de amorsare.

În acest caz, descărcările se repetă cvasiperiodic cu o frecvență de 100—1000 Hz [16].

2. 3. *Producerea și transmiterea impulsurilor de descărcări parțiale*

Descărcări parțiale apar în apropierea amplitudinilor pozitive și negative ale tensiunii alternative, dacă gradientul pe suprafața conductorilor sau a unui izolant întrece valoarea critică [5]. Descărcările produse de alternanța pozitivă sînt mult mai importante decît cele ale alter-

nanței negative, care se pot neglija la aprecierea spectrului de descărcări parțiale [4].

Sursele de descărcări parțiale sînt distribuite arbitrar. Fiecare produce o succesiune de impulsuri neregulate de formă, intensitate, și succesiune în timp diferită [17].

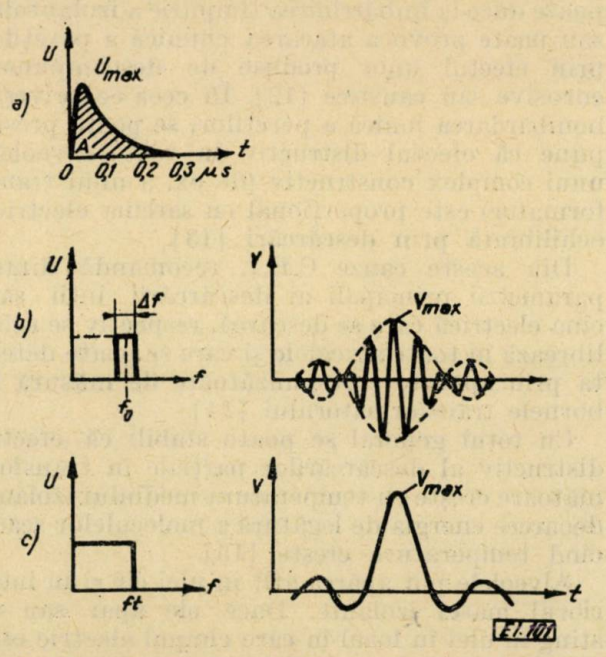


Fig. 1. Transmiterea impulsurilor de descărcări parțiale: *a* – impuls de descărcări parțiale; *b* – spectrul de frecvențe și tensiunea de ieșire la transmiterea selectivă; *c* – spectrul de frecvență și tensiunea de ieșire la transmitere în bandă largă.

Sarcina electrică asociată cu impulsurile pozitive mai puternice este de ordinul 10^{-9} la 10^{-8} C. Spectrele analizate arată că impulsurile sînt de forma:

$$u = U_0 \left(e^{-\alpha t} - e^{-m\alpha t}\right) \tag{1}$$

cu transformata Laplace:

$$y = \mathfrak{L}\left\{\frac{u}{U_0}\right\} = \frac{1}{p+\alpha} - \frac{1}{p+m\alpha}. \tag{2}$$

Cum panta frontului este mult mai mare se poate considera: $m \gg 1$

$$u_1 = U_1 \cdot e^{-\alpha t} \tag{3}$$

$$y_1 = \mathfrak{L}\left\{\frac{u}{U_0}\right\} = \frac{1}{p+\alpha}. \tag{4}$$

Parametrul cel mai important al impulsului este aria sa:

$$A = \int_0^\infty u\,dt, \tag{5}$$

care pentru o amplitudine de 1 V are o valoare de circa 10^{-7} Vs. Dacă tensiunea u se obține de la bornele unei rezistențe prin care trece curentul de impuls, atunci aria A este proporțională cu sarcina impulsului.

Aria închisă de curba u, respectiv u_1, este dată de:

$$A = \frac{1}{m} \cdot \frac{m-1}{\alpha}; \quad A_1 = \frac{1}{\alpha}, \tag{6}$$

egală cu constanta de timp arială care se poate obține și din transformata Laplace direct.

La o succesiune de impulsuri de amplitudini diverse valoarea medie a tensiunii în perioada T

$$\bar{u} = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,dt \tag{7}$$

se poate măsura [7] cu ajutorul unui filtru trece jos cu o frecvență de tăiere

$$f_t = \frac{1}{2T}. \tag{8}$$

Deci în funcție de această frecvență de tăiere, valoarea medie se poate obține pe durata unui impuls sau pe durata mai multor perioade ale curentului alternativ (fig. 1).

Dacă impulsurile apar periodic, cu perioada τ, atunci transformata Laplace devine:

$$y_1 = \mathfrak{L}\left\{\frac{u_1}{U_0}\right\} = \frac{1}{p+\alpha} \cdot \frac{1}{p\,\mathrm{ch}\,(p\tau)}, \tag{9}$$

ceea ce permite a se studia analitic spectrul de frecvențe al descărcărilor. Numeroși parametri practic utilizabili se pot deduce direct din expresia (9).

Aceste relații stau la baza teoriei măsurărilor impulsurilor de descărcări parțiale. Se poate demonstra că atît pentru filtre trece jos cu o bandă foarte largă, cît și pentru cazul unor filtre selective, amplitudinea maximă a tensiunii la ieșirea din filtru este dată de relația:

$$v_{max} = 2U_0\,\Delta f \cdot A, \tag{10}$$

care este deci proporțională cu aria (5), deci cu sarcina impulsului (Δf este banda de frecvență transmisă).

Aceste proprietăți lămuresc concomitent condițiile transmiterii impulsului descărcărilor parțiale prin circuite electrice.

Efectele impulsurilor în interiorul izolației transformatoarelor se amortizează în propagarea lor de-a lungul înfășurării pînă la borne. Factorul de amortizare se poate calcula dacă se presupune o transmitere de-a lungul capacităților înfășurării. El se poate întrebuința pentru corectarea valorilor măsurate ale impulsurilor descărcărilor parțiale cu condiția localizării exacte a surselor de descărcări, ceea ce rămîne o sarcină dificilă.

2.4. *Reproducerea descărcărilor parțiale*

Descărcările parțiale, care apar în transformatoare în cursul încercărilor la tensiuni alternative ce întrec tensiunea nominală, se produc

în apropierea amplitudinii și pot cuprinde numeroase impulsuri succesive de sarcină relativ mică [5]. Durata descărcărilor este de circa 10 ns. Sursele sînt repartizate în interior și localizarea lor este dificilă. Cercetările se concentrează pe cît se poate asupra unei singure surse, și există dispozitive de laborator care reproduc calitativ bine o astfel de sursă de descărcări [17].

Schema echivalentă a unei probe cu sursă de descărcări parțiale lămurește influența descărcărilor în interiorul dielectricului asupra tensiunii măsurate la electrozi [13]. O astfel de schemă se arată în figura 2. Golurile de aer incluse în volumul izolației sînt reprezentate prin condensatorul C_1 în care apar descărcări la aplicarea unei tensiuni externe întregii probe. Modelarea descărcării parțiale se face, prin străpungerea eclatorului E legat în paralel cu condensatorul C_1, la o atingere a tensiunii de amorsare U_a la bornele lui. Întîrzierea la amorsare este de ordinul nanosecundelor (10^{-9} s). La stingere rapidă poate să apară un număr foarte mare de impulsuri datorită descărcării.

Prin eclatorul E se descarcă sarcina $U_0 C_1$; concomitent apare la condensatorul C_2 un salt de tensiune U_a egal cu tensiunea de aprindere a eclatorului. Acest salt se compensează prin sarcini din C_3 astfel că după descărcare diferența de tensiune rezultată va fi :

$$\Delta U_0 = U_a \frac{C_2}{C_2+C_3} = U_a \frac{C_2}{C_3}, \qquad (11)$$

deoarece $C_2 \ll C_3$.

Capacitatea C_p nu ia parte decît cu întîrziere la acest joc de sarcini. Sarcinile ce se pot modela prin scheme de acest fel sînt cuprinse practic între 10 și 10^4 pC.

2.5. *Evaluarea golurilor de aer în înfășurări*

Se știe de peste 30 ani că creșterea, cu tensiunea de încercare, a pierderilor dielectrice în înfășurări, se datorește exclusiv descărcărilor

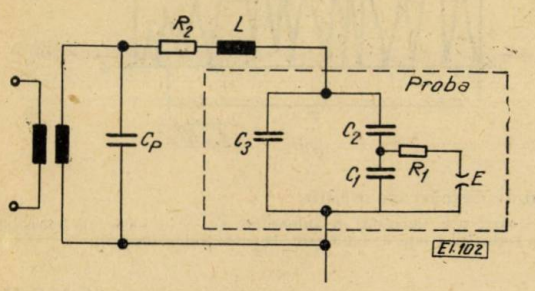


Fig. 2. Schemă echivalentă a unei probe cu sursă de descărcări parțiale (cu goluri de aer):
C_1 – condensator echivalent pentru goluri; C_3 – condensator fără pierderi; $C_2 \ll C_3$ – condensator echivalent în serie cu golurile.

parțiale în golurile de aer din interiorul înfășurărilor [18]. Edwin a calculat că la o creștere de 10^{-3} a factorului de pierderi, de fiecare kV creștere de tensiune, corespunde o creștere de volum a incluziunilor de aer cu 1%. Deci ar exista o corelație între panta maximă de creștere cu tensiunea a factorului de pierderi și între volumul incluziunilor de aer [19]. Experiențele au arătat însă că teoria dă valori de circa 2 ori mai mari decît experimentele (vezi fig. 3).

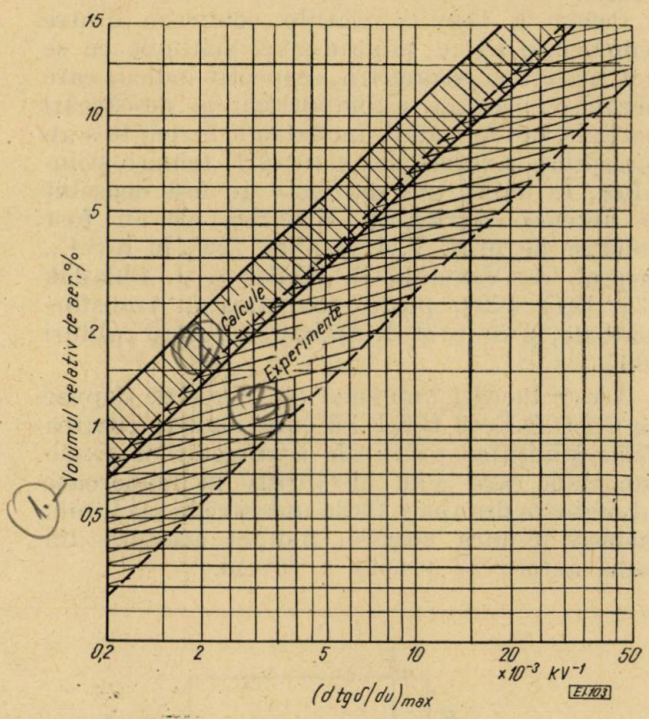


Fig. 3. Volumul relativ de goluri în funcție de creșterea factorului de pierderi.

Măsurări recente ale sarcinii și frecvenței de repetiție a impulsurilor descărcărilor au stabilit că numărul străpungerilor în cursul unei semiperioade crește mai repede cu creșterea de tensiune aplicată decît se presupunea pînă în prezent [18].

În anumite condiții (incluziuni de mărime variată și totuși relativ mici) densitatea volumetrică a golurilor în care apar descărcări (cota ionizantă din goluri) se poate exprima analitic prin integrala de tip Stiltjes [18]:

$$\rho_L = \frac{\pi}{2\varepsilon_r} \cdot \frac{1-p}{1+p} \int_{U_0}^{U_i} \frac{1}{U} \, \mathrm{d}\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}U} U^2 (\mathrm{tg}\,\delta - \mathrm{tg}\,\delta_0)\right], \qquad (12)$$

(în care p este raportul tensiunii de stingere față de cea de amorsare egal cu circa 0,7) integrală care se poate calcula grafic sau prin diferențe finite.

Rezultă că variația între această densitate a golurilor și factorul de pierderi tg δ (sau diferența din paranteză) pînă la tensiunea nominală este aproximativ liniară. Dar această relație nu se confirmă decît pentru anumite modele de înfășurări.

Natura aleatorie în spațiu, timp și intensitate a descărcărilor a condus la considerarea spectrului densității de putere ca mijloc de apreciere a descărcărilor parțiale. Nivelul de perturbații radio este proporțional cu rădăcina pătrată a numărului surselor, iar puterile surselor se adună.

Pentru a lămuri relațiile complexe dintre fenomenele fizice propriu-zise, mărimile ce se pot măsura și parametrii, respectiv indicii, care permit o apreciere a comportării la descărcări parțiale, în toate țările industriale înaintate s-au întreprins numeroase cercetări tehnico-științifice. În unele țări socialiste au fost deosebit de intense. Astfel, în U.R.S.S. ele au fost conduse de prof. V. I. Popkov [20], în R.S.C., de prof. A. Veverka, B. Heller și J. Chladek [7], [21], [22], pentru ionizarea în transformatoare, și de prof. I. Artbauer, pentru cabluri [23].

Aceste lucrări împreună cu eforturile depuse de C.I.G.R.É. și C.E.I. au contribuit la crearea bazei științifice principale a cercetărilor experimentale care s-au întreprins în numeroase laboratoare din toate țările industriale ale lumii, inclusiv în țara noastră. Asupra acestora din urmă autorii își propun a reveni.

asociată de o ionizare a aerului, a altor gaze sau lichide și care se produce fie pe suprafața unui conductor, fie în goluri din dielectrici solizi. Ea modifică temporar sau definitiv proprietățile dielectrice ale mediului izolant.

Mărimea aparentă Q a impulsului unei descărcări parțiale. Sarcina care injectată printr-o impedanță teoretic infinită între bornele obiectului de încercat sub forma unui impuls foarte scurt modifică tensiunea la borne cu aceeași valoare ca și însăși descărcarea parțială.

Frecvența de repetiție n a impulsurilor descărcării parțiale. Numărul mediu de impulsuri pe secundă cuprinse între două limite specificate. Mărimile derivate sînt:

curentul de descărcare mediu $I = nq$ în cazul cînd descărcările individuale sînt de mărime sensibil constantă;

debitul pătratic $D = nq^2$ în aceleași condiții.

Energia descărcării $W = 1/2\ qU_i$ este energia disipată într-o descărcare, U_i fiind valoarea tensiunii pragului de ionizare a descărcării parțiale.

Puterea impulsului de descărcare P este puterea furnizată de sursa de înaltă tensiune. Ea este sensibil egală cu puterea disipată prin descărcări $P = 1/2 \cdot qU_i$ în cazul cînd descărcările individuale sînt sensibil constante.

Tensiunea de prag a descărcărilor parțiale. Tensiunea cea mai joasă la care se observă, în condiții specificate, descărcări parțiale de o mărime specificată, după ce obiectul de încercat este supus la o tensiune care crește progresiv de la o valoare inferioară celei la care se observă descărcări.

Tensiunea de stingere a descărcărilor parțiale. Tensiunea la care încetează descărcările parțiale de o anumită mărime în condiții specificate în cursul scăderii progresive a tensiunii de la o valoare depășind pragul descărcării parțiale.

Tensiunea fără descărcări parțiale. Valoarea specificată la care pe obiectul de încercat nu apar descărcări parțiale mai mari decît o mărime specificată.

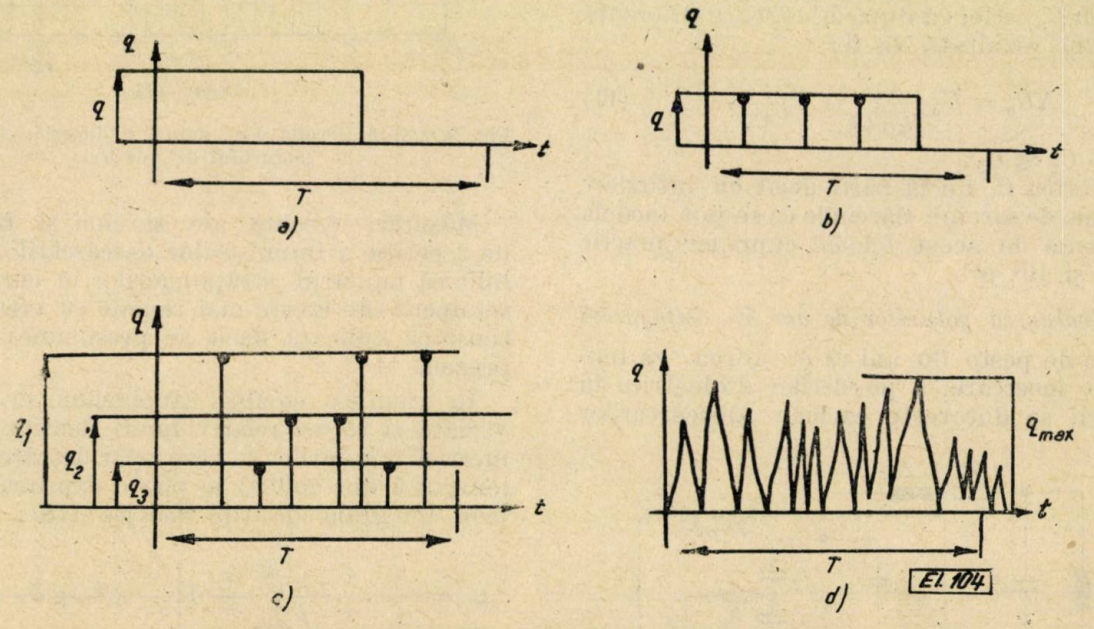


Fig.4. Deducerea mărimii curentului de descărcare mediu:
a – cazul unui impuls de intensitate q; *b* – cazul a n impulsuri de intensitate q; *c* – cazul a n_1 impulsuri de intensitate q_1, q_2 impulsuri de intensitate q_2 etc.; *d* – cazul unei distribuții continue de sarcini q al căror număr în perioada T este n, indiferent de intensitatea lor.

ANEXA 1

Definițiile mărimilor caracteristice descărcărilor parțiale

Conform documentului C.E.I. 42 (Secr.) 9 din ianuarie 1964 și a observațiilor făcute la reuniunea generală din Aix les Bains și consemnate în documentul C.E.I. 42 (AiX/Secr.) 11 din mai 1964 definițiile mărimilor caracteristice ale descărcărilor se pot formula în felul următor:

Descărcare parțială. Descărcare disruptivă, localizată într-un izolant oarecare netrecînd de la un electrod la altul,

ANEXA 2

Deducerea mărimilor I,D,P, după C.E.I. 42 (Secr.) 9, ian 1964

A. Deducerea mărimii I

În cazul unui singur impuls de intensitate q și durata T (fig. 4a) avem:

$$I = \frac{q}{T}. \qquad (2.1)$$

În cazul a n impulsuri de aceeași intensitate în cadrul perioadei P (fig. 4b) avem :

$$I = \frac{n}{T} q. \tag{2.2}$$

În cazul a n_1 impulsuri și densitatea q_1, n_2 impulsuri de intensitate q_2 etc. (fig. 4c) se poate scrie :

$$I = \frac{n_1 q_1 + n_2 q_2 + n_3 q_3 + \ldots}{T} \tag{2.3}$$

sau cu $n = n_1 + n_2 + n_3 + \ldots$

$$I = \frac{n}{T}\left(\frac{n_1}{n} q_1 + \frac{n_2}{n} q_2 + \frac{n_3}{n} q_3 + \ldots\right). \tag{2.4}$$

În cazul unei distribuții continue de sarcină q al cărui număr în perioada T este n (fig. 4d) indiferent de intensitatea lor, dacă se definește densitatea sarcinilor $\nu(q)$ astfel ca $dn = n\nu(q)dq$ să fie numărul infinit mic al sarcinilor a căror intensitate este cuprinsă în intervalul infinit mic dintre q și $q + dq$, se poate scrie :

$$I = \frac{n}{T}\int_0^\infty \nu(q)\, q\, dq. \tag{2,5}$$

Dacă pentru toate necesitățile practice se neglijează sarcini mai mici decît q_0 și sarcina maximă este q_{max}, expresia (2.5) devine :

$$I = \frac{n}{T}\int_{q_0}^{q_{max}} \nu(q)\cdot q\cdot dq, \tag{2.6}$$

unde n reprezintă numărul total de sarcini de intensități cuprinse între q_0 și q_{max} în perioada T.

Expresiile (2.1), (2.2), (2.3) sînt cazuri particulare ale expresiei (2.5).

B. Determinarea mărimii D

După același procedeu ca la pct. *A* se obține :

$$D = \frac{n}{T}\int_0^\infty \nu(q)\cdot q^2\cdot dq. \tag{2.7}$$

C. Determinarea mărimii P

După același procedeu ca la pct. *A* se obține :

$$P = \frac{1}{2}\cdot\frac{n}{T}\int_0^\infty \nu(q)\cdot q\cdot U_i(q)\cdot dq, \tag{2.8}$$

unde $U_i(q)$ este tensiunea de ionizare asociată cu fiecare sarcină q.

Bibliografie

[1] *Meador, I.R.* Some insulation aspects of large high voltage transformers. CIGRÉ, 1958, Rap. 111.

[2] *Rabus, W.* Stand und Probleme der Hochspannungstechnik beim Bau und Betrieb grosser Transformatoren. In : ETZ—A **83**, nr. 5, martie 1962, p. 121.

[3] *Aigner, V.O.* Détection de l'effet de couronne dans les transformateurs. Rapport présenté au nom du Comité International d'études des Transformateurs (nr. 12) CIGRÉ, 1962, Rap. 145.

[4] *Avramescu, A.* Solicitarea echipamentului de foarte înaltă tensiune. In : Electrotehnica **7**, nr. 12, decembrie 1959, p. 418.

[5] *Hartill, R.H., Ryder, H.D., Smith, L., Taylor, W.F., James, E.R.* Décharges par effet de couronne dans les transformateurs et méthodes de détection. CIGRÉ, 1962, Rap. 102.

[6] *Widmann, W.* Beurteilung und Messung der Korona bei Isolationsprüfung. In : ETZ—A **81**, nr. 23, decembrie 1960, p. 801.

[7] *Veverka, A., Chladek, J.* Eine neue Anordnung zur Messung der Leistung bei Ionisationsvorgängen. In : Bul. schweiz. elektrotechn. Ver. **49**, nr. 2, februarie 1958, p. 45.

[8] *Zagorni, V.* Untersuchungen über elektrische Entladungen in Öl. Diss. TU Berlin, 1963.

[9] *Hamm, H.* Zur Frage der Überwachung von Isolationen. In : Elektrie **18**, nr. 7, iulie 1964, p. 193.

[10] *Dakin, W. Th., Lim, J.* Corona measurement and interpretation. In : IEEE—Trans. III. Power App. and Syst. **47**, decembrie 1957, p. 1059.

[11] *Carpenter, J.H., Kresge, J.S., Masick, G.V.* Ultrasonic Corona detection in transformers. In : IEEE—Trans. III. Power App. and Syst. **47**, august 1965, nr. 647.

[12] *Eisler, J.* Die gegenwärtige Lage der Theorie der Isolierstoffe. In : Dtsch. Elektrotechn. **10**, nr. 8, august 1965, p. 291.

[13] *Rabus, W.* Über die Voraussetzungen für vergleichbare Korona-Isolationsprüfungen. In : ETZ—A **84**, nr. 24, decembrie 1963, p. 775.

[14] x x x CEI, TC 42. Measurements of partial discharges on high-voltages apparatus. Doc. 42, 14 mai 1965.

[15] *Adolphson, E.J., Vogel, F.J.* Corona measurements on oil-insulated transformers. In : AIEE Trans. III. Pow. App. and Syst. **47**, oct 1957, p. 797.

[16] *Moser, H.P., Bachmann, E., Kiwaczynski, G., Lenmartz, K.* Probleme der Koronamessung bei Leistungstransformatoren. In : Techn. Mitt. Lepper Trafowerk, 1 martie 1965, p. 1.

[17] *Perz, C.M.* Method of evaluating corona noise generation from measurement on short test lines. In : AIEE Trans. Power App. and Syst. **69**, dec 1963, p. 833.

[18] *Böning, W.* Der Zusammenhang zwischen Verlustfaktor bei Leiterumpressungen elektrischer Maschinen. In : ETZ—A **84**, nr. 14, iulie 1963, p. 467.

[19] *Edwin, K.* Die Bedeutung der Abnahmeprüfung an Generator Hochspannungs-Wicklungen. In : ETZ—A **84**, nr. 17, august 1963, p. 549.

[20] *Popkov, I.V.* Elektriceskoe pole prim perehodnoi unipolarnoi korone. In : Izvestia Akademii Nauk SSSR, 1954, nr. 7, p. 7.

[21] *Heller, B., Chladek, J.* Zur Methodik der Lokalisierungen von inneren Entladungen in Transformatoren. In : Acta Technica, Praga, 1960, nr, 7, p. 207.

[22] *Veverka, A.* Zur Problematik der Ionisation. In : Elektrie **17**, nr. 1, ianuarie 1963, p. 4.

[23] *Artbauer, I., Griac.* Der Durchschlag von Kunststoffen unter Einwirkung von Glimmerentladungen. In : Elektrie **17**, nr. 4, aprilie 1963, p. 120.

Intrat în redacție la 1. III. 1966

Studiul regimurilor caracteristice ale unui aparat de inducție pentru măsurarea energiei și puterii

CZ 621.317.382./385.082.744

Leopold Sebastian* — Iași

În tehnica măsurărilor electrice, măsurarea energiei și puterii electrice se realizează în mod obișnuit separat, cu ajutorul a două aparate distincte. În unele cazuri însă se impun o concentrare și o reducere la minimum a aparatelor de măsură.

În asemenea cazuri este rațională măsurarea energiei și puterii electrice cu ajutorul unui singur aparat.

Un astfel de aparat de inducție a fost conceput, realizat și experimentat cu rezultate bune de autor și reprezintă obiectul acestui articol.

Construcția principială a acestui aparat este dată în figura 1. El constă, în fond, dintr-un contor de energie electrică, activă sau reactivă, asociat cu un wattmetru, respectiv varmetru, în cadrul unui aparat unic, mult mai simplu decît un ansamblu format dintr-un contor și un wattmetru, ambele de construcție obișnuită. Contorul, în afară de discul *1* asupra căruia acționează înfășurările sale, nefigurate pe desen, cuprinde în plus paharul neferomagnetic *2*, care se poate roti liber în întrefierul unui magnet permanent cilindric *3*, fixat prin intermediul suportului *5* de axul *6* al wattmetrului. Cilin-

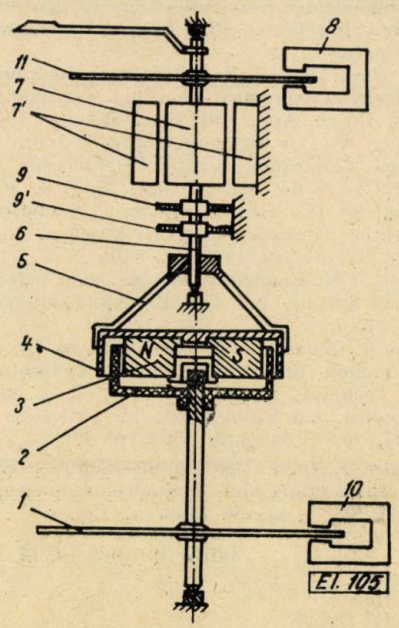


Fig. 1. Schema constructivă a aparatului.

drul feromagnetic *4*, care face corp comun cu magnetul *3*, servește pentru concentrarea liniilor magnetice ale acestuia și pentru micșorarea acțiunilor parazite ale cîmpurilor magnetice exterioare și ale corpurilor feromagnetice apropiate.

Pentru amortizarea oscilațiilor axului wattmetrului servesc discul de aluminiu *11* și magnetul permanent fix *8*.

Din punct de vedere constructiv, amortizarea wattmetrului se mai poate realiza făcînd inelul *4* fix, montat concentric cu magnetul *3*.

Această soluție prezintă avantajul unei micșorări sensibile a momentului de inerție al axului wattmetrului. În figura 1, de axul wattmetrului este fixată în plus partea mobilă *7* a unui traductor de deplasare, caz în care aparatul poate servi și pentru telemăsurarea puterii respective. Prin rotirea axului contorului, datorită fluxului magnetic al magnetului *3*, care traversează paharul *2*, în acesta se induc curenți electrici, care, în acțiune cu fluxul amintit, dau naștere unui cuplu. Evident, acest cuplu constitiue un cuplu rezistent pentru contor și unul motor (activ) petru axul wattmetrului. Sub acțiunea acestui cuplu axul wattmetrului *6* se rotește cu un unghi θ_w căruia îi corespunde un cuplu rezistent dat de resorturile *9* și *9'*, egal cu cuplul activ. Rezultă deci că în final axul wattmetrului, respectiv al varmetrului, se rotește cu un anumit unghi θ_w proporțional cu viteza contorului, respectiv cu puterea electrică din circuit. Rezultă deci că aparatul descris, simultan cu înregistrarea obișnuită a energiei, indică și puterea din circuit, fără ca pentru aceasta să fie necesare înfășurări în plus față de înfășurările obișnuite ale contorului.

Ecuațiile diferențiale ale aparatului

Pentru a putea studia mișcarea axului contorului și cea a axului wattmetrului, determinate de diferite variații ale puterii din circuit, sînt necesare ecuațiile diferențiale pentru cazul general cînd frînarea axului contorului se realizează atît cu ajutorul magnetului mobil *3*, cît și al magnetului fix *10*, întîlnit la contoarele de energie electrică obișnuite.

Echilibrul cuplurilor care acționează asupra axului wattmetrului este dat de relația :

$$M_{cf2} = M_{wr} + M_{wj} = M_{wr} + J_w \frac{d\omega_w}{dt}, \qquad (1)$$

unde :

M_{cf2} este cuplul motor al wattmetrului ;
M_{wr} — cuplul rezistent rezultant, care produce frînarea axului wattmetrului ;
M_{wj} — cuplul dinamic ;
J_w — momentul de inerție al axului wattmetrului ;
ω_w — viteza unghiulară a axului wattme-

* Dr. ing. *L. Sebastian* este conferențiar la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic din Iași.

trului. La rîndul său, expresia cuplului rezistent este :

$$M_{wr} = M_{w0} + M_{wam} + M_{wfr} + M_{td}, \quad (2)$$

în care :

$M_{w0} = K'_0 \cdot \theta_w$ este cuplul dat de resorturile *9* și *9'*, care este proporțional cu unghiul de deviație θ_w ;

M_{wam} — cuplul de amortizare produs de dispozitivul de amortizare a mișcării wattmetrului ;

M_{wfr} — cuplul de frecare uscată în lagărele wattmetrului ;

M_{td} — cuplul rezistent al traductorului de deplasare unghiulară (*7* și *7'*), dacă acesta există.

La rîndul său, cuplul motor al wattmetrului, dat de interacțiunea dintre magnetul mobil *3* și paharul *2*, este direct proporțional cu viteza unghiulară relativă între cele două piese și este dat de expresia :

$$M_{cf2} = K_{f2}(\omega_c - \omega_w) = K_{f2} \cdot \omega_c - K_{f2} \frac{d\theta_w}{dt}, \quad (3)$$

în care ω_c este viteza unghiulară a axului contorului.

La fel, cuplul de amortizare este dat de relația

$$M_{wam} = K_{am} \cdot \omega_w = K_{am} \cdot \frac{d\theta_w}{dt}. \quad (4)$$

În aceste condiții relația (1) devine :

$$K_{f2} \cdot \omega_c - K_{f2} \cdot \frac{d\theta_w}{dt} = K'_\theta \cdot \theta_w + K_{am} \cdot \frac{d\theta_w}{dt} + \\ + M_{wfr} + M_{td} + J_w \frac{d\omega_w}{dt} \quad (5)$$

sau

$$J_w \cdot \frac{d^2\theta_w}{dt^2} + (K_{am} + K_{f2}) \frac{d\theta_w}{dt} + \\ + K'_\theta \cdot \theta_w = K_{f2} \cdot \omega_c - M_{wfr} - M_{td}. \quad (5')$$

În ceea ce privește echilibrul cuplurilor care acționează asupra axului contorului, acesta este dat de relația :

$$M_c + M_{com} = M_{cf1} + M_{cf2} + M_{ci} + M_t + M_{cfr} \quad (6)$$

în care :

$M_c = K_p \cdot P$ este cuplul motor al contorului, produs de curenții de fugă, proporțional cu puterea respectivă P ;

M_{com} — cuplul de compensare a frecărilor ;

$M_{cf1} = K_{f1} \cdot \omega_c$ — cuplul de frînare a axului contorului, produs de magnetul permanent fix *10* ;

M_{cf2} este cuplul de frînare a axului contorului, produs de magnetul permanent mobil *3* ;

$M_{ci} = J_c \cdot \frac{d\omega_c}{dt}$ — cuplul dinamic al contorului, J_c fiind momentul de inerție al axului său ;

$M_t = \sum K \Phi_1 \Phi_2 \omega_c \cos \Psi$ — cuplul de frînare de inducție, datorit curenților de tăiere ;

M_{cfr} — cuplul produs de frecările axului contorului.

Dacă :

$$M_t + M_{cfr} - M_{com} = M'_c, \quad (7)$$

atunci relația (6) devine :

$$K_p \cdot P = K_{f1} \cdot \omega_c + K_{f2}\left(\omega_c - \frac{d\theta_w}{dt}\right) + J_c \frac{d\omega_c}{dt} + M'_c. \quad (8)$$

Dacă din (5') se scoate mărimea ω_c și se înlocuiește împreună cu derivata sa $\frac{d\omega_c}{dt}$ în ultima relație, atunci se obține, în final, următoarea ecuație diferențială a mișcării axului wattmetrului :

$$a_3 \frac{d^3\theta_w}{dt^3} + a_2 \frac{d^2\theta_w}{dt^2} + a_1 \frac{d\theta_w}{dt} + \theta_w = K_\theta \cdot P - \\ - \frac{K_\theta}{K_p} \cdot M'_c - \frac{1}{K'_\theta}(M_{wfr} + M_{td}), \quad (9)$$

în care :

$$a_3 = \frac{J_c \cdot J_w}{K'_\theta (K_{f1} + K_{f2})}; \quad a_2 = \frac{J_w (K_{f1} + K_{f2}) + J_c (K_{am} + K_{f2})}{K'_\theta (K_{f1} + K_{f2})}. \quad (10)$$

$$a_1 = \frac{K'_\theta \cdot J_c + K_{am}(K_{f1} + K_{f2}) + K_{f1} \cdot K_{f2}}{K'_\theta (K_{f1} + K_{f2})};$$

$$K_\theta = \frac{K_p \cdot K_{f2}}{K'_\theta (K_{f1} + K_{f2})}.$$

Dacă compensarea contorului este realizată corect ($M'_c = 0$) și dacă cuplul de frecare a axului wattmetrului cum și cuplul traductorului de deplasare sînt neglijabile ($M_{wfr} = M_{td} = 0$), atunci relația (9) devine :

$$a_3 \frac{d^3\theta_w}{dt^3} + a_2 \frac{d^2\theta_w}{dt^2} + a_1 \frac{d\theta_w}{dt} + \theta_w = K_\theta \cdot P. \quad (11)$$

Pentru a stabili ecuația diferențială a mișcării axului contorului se derivă ecuația (5') și se obține :

$$J_w \frac{d^2\omega_w}{dt^2} + (K_{am} + K_{f2}) \frac{d\omega_w}{dt} + K'_\theta \omega_w = K_{f2} \cdot \frac{d\omega_c}{dt}. \quad (12)$$

Dacă din relația (8) se scoate expresia vitezei ω_w și se efectuează derivatele ei $\frac{d\omega_w}{dt}$ și $\frac{d^2\omega_w}{dt^2}$, și apoi se înlocuiesc aceste mărimi din ultima

relație cu expresiile deduse, se obține, în final, următoarea ecuație diferențială a mișcării axului contorului :

$$a_3\frac{d^3\omega_c}{dt^3}+a_2\frac{d^2\omega_c}{dt^2}+a_1\frac{d\omega_c}{dt}+$$

$$+\omega_c=K_{\omega c}\cdot\left[b_2\frac{d^2P}{dt^2}+b_1\frac{dP}{dt}+P-\frac{M_c'}{K_{\omega c}(K_{f1}+K_{f2})}\right]. \quad (13)$$

în care, în plus, față de (10) avem :

$$b_2=\frac{J_w}{K_\theta'},\ b_1=\frac{K_{am}+K_{f2}}{K_\theta'},\ K_{\omega c}=\frac{K_p}{K_{f1}+K_{f2}}=K_\theta\frac{K_\theta'}{K_{f2}}. \quad (14)$$

În cazul cînd, așa cum s-a arătat, $M_c'=0$, relația (13) devine :

$$a_3\frac{d^3\omega_c}{dt^3}+a_2\frac{d^2\omega_c}{dt^2}+a_1\frac{d\omega_c}{dt}+$$

$$+\omega_c=K_{\omega c}\cdot\left(b_2\frac{d^2P}{dt^2}+b_1\frac{dP}{dt}+P\right). \quad (15)$$

Referitor la ecuațiile (11) și (15) se pot face următoarele observații.

1. Mișcarea axului contorului considerat este caracterizată de o ecuație diferențială de ordinul *3*, spre deosebire de contoarele obișnuite a căror mișcare este caracterizată de ecuația diferențială de ordinul 1 :

$$\frac{J_c}{K_{f1}}\cdot\frac{d\omega_c}{dt}+\omega_c=\frac{K_P}{K_{f1}}\cdot P=K_{\omega c}'\cdot P. \quad (16)$$

2. Mișcarea axului wattmetrului considerat este caracterizată și ea de o ecuație diferențială, de asemenea, de ordinul 3, spre deosebire de wattmetrele obișnuite, a căror mișcare este caracterizată de ecuația diferențială de ordinul 2 :

$$\frac{J_w}{K_\theta'}\cdot\frac{d^2\theta_w}{dt^2}+\frac{K_{am}}{K_\theta'}\cdot\frac{d\theta_w}{dt}+\theta_w=K\cdot P. \quad (17)$$

3. Ecuațiile diferențiale (11) și (15) pot fi particularizate pentru diferite situații, cum ar fi :

a — frînarea discului contorului se realizează numai cu ajutorul magnetului mobil, iar wattmetrul este prevăzut sau nu cu amortizare ($K_{f1}=0$ și $K_{am}\neq 0$, respectiv $K_{f1}=0$ și $K_{am}=0$) ;

b — frînarea discului contorului se realizează atît cu ajutorul magnetului fix, cît și cu al celui mobil, iar wattmetrul este fără amortizare ($K_{f1}\neq 0$, $K_{f2}\neq 0$ și $K_{am}=0$) ;

c — dacă în cazul ideal $J_c=0$, atunci ecuația (11) se transformă într-o ecuație de ordinul 2, ca la orice wattmetru obișnuit. Aceasta se datorește faptului că în acest caz cuplul motor al wattmetrului apare brusc, simultan cu puterea din circuit. În ceea ce privește ecuația (15), aceasta devine și ea de ordinul 2.

4. Derivînd ecuația diferențială (11) se obține următoarea ecuație diferențială, care caracterizează viteza unghiulară ω_w a axului wattmetrului :

$$a_3\frac{d^3\omega_w}{dt^3}+a_2\frac{d^2\omega_w}{dt^2}+a_1\frac{d\omega_w}{dt}+\omega_w+K_\theta\frac{dP}{dt}. \quad (18)$$

5. Scăzînd din ecuația (15) ecuația (18) se obține următoarea expresie a ecuației diferențiale a vitezei unghiulare relative între axul contorului și cel al wattmetrului (ω_r) :

$$a_3\frac{d^3\omega_r}{dt^3}+a_2\frac{d^2\omega_r}{dt^2}+a_1\frac{d\omega_r}{dt}+$$

$$+\omega_r=K_{\omega c}\left[b_2\frac{d^2P}{dt^2}+\left(b_1-\frac{K_\theta}{K_{\omega c}}\right)\frac{dP}{dt}+P\right]. \quad (19)$$

6. Toate ecuațiile (11), (15), (18) și (19) au aceeași ecuație caracteristică.

Regimul staționar al aparatului

În timpul regimului staționar, puterea electrică, viteza discului contorului și unghiul de deviație al wattmetrului păstrează valori constante. În aceste condiții, relațiile (11), (15), (18) și (19) devin :

$$\theta_{ws}=K_\theta\cdot P_0=K_{\omega c}\frac{K_{f2}}{K_\theta'}\cdot P_0,\ \omega_{cs}=K_{\omega c}\cdot P_0$$

$$\omega_{ws}=0,\ \omega_{rs}=K_{\omega c}\cdot P_0=\omega_{cs}. \quad (20)$$

Ele arată că, în regim staționar, viteza axului contorului, respectiv unghiul de deviație al wattmetrului, sînt proporționale cu puterea electrică din circuit. Viteza axului wattmetrului este nulă, iar viteza relativă este egală cu însăși viteza contorului.

În cadrul aparatului descris, contorul funcționează deci în regim staționar ca un contor obișnuit, iar scala wattmetrului este proporțională.

Constanta

$$K_\theta=K_{\omega c}\frac{K_{f2}}{K_\theta'}=\frac{K_p}{K_\theta'}\cdot\frac{1}{1+\frac{K_{f1}}{K_{f2}}}, \quad (21)$$

care reprezintă sensibilitatea wattmetrului, variază de la :

$$K_{\theta\,min}=0,\ \text{cînd } K_{f2}=0,\ \text{la } K_{\theta\,max}=K_p/K_\theta',\ \text{cînd } K_{f1}=0.$$

Deci în regim staționar, situația optimă în ceea ce privește sensibilitatea wattmetrului se obține în cazul în care frînarea axului contorului se realizează numai cu ajutorul magnetului permanent mobil.

Stabilitatea aparatului

Aparatul prezentat este un element necondiționat stabil. Într-adevăr, aplicînd criteriul Hurwitz, care impune condițiile :

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 & 0 \\ a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & a_0 & a_0 \end{vmatrix} = a_0 (a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot a_3) > 0$$

și

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot a_3 > 0,$$

iar a_3, a_2, a_1 și $a_0 = 1$ fiind coeficienții ecuației caracteristice, se obține :

$$a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot a_3 = \frac{1}{[K'_\theta (K_{f1} + K_{f2})]^2} \{[K_{am} (K_{f1} + K_{f2}) + K_{f1} \cdot K_{f2}] [J_w (K_{f1} + K_{f2}) + J_c (K_{am} + K_{f2})] + J_c^2 \cdot K'_\theta (K_{am} + K_{f2})\} > 0, \quad (22)$$

deoarece toți parametrii din această relație sînt pozitivi.

Răspunsul aparatului la o variație în treaptă a puterii

Variația în timp a vitezei unghiulare a axului contorului și cea a unghiului de deviație a axului wattmetrului, în cazul cînd puterea din circuit variază în treaptă, sînt date de soluțiile celor două ecuații diferențiale, și anume :

$$\omega_c (t) = K_{\omega c} \cdot P_0 + A_1 \cdot e^{x_1 t} + A_2 \cdot e^{x_2 t} + A_3 \cdot e^{x_3 t} \quad (23)$$

$$\theta_w (t) = K_\theta \cdot P_0 + B_1 \cdot e^{x_1 t} + B_2 \cdot e^{x_2 t} + B_3 \cdot e^{x_3 t},$$

în care $P_0 = \text{const.}$, iar x_1, x_2, x_3, sînt rădăcinile ecuației caracteristice comune. Deoarece sistemul este necondiționat stabil, este sigur că această ecuație admite fie trei rădăcini reale și negative, fie una reală și negativă și două complex-conjugate cu partea reală negativă. În cele ce urmează se va considera acest din urmă caz.

Știind că în cadrul răspunsului normal al aparatului, funcția $\theta_w (t)$ și derivatele sale $\frac{d\theta_w}{dt}$ și $\frac{d^2\theta_w}{dt^2}$ au la $t = 0_+$ valori nule, se determină următoarele expresii ale constantelor de integrare B_1, B_2 și B_3 :

$$B_1 = -K_\theta \cdot P_0 \frac{x_2 \cdot x_3}{(x_1 - x_2)(x_1 - x_3)};$$

$$B_2 = -K_\theta \cdot P_0 \frac{x_1 \cdot x_3}{(x_2 - x_1)(x_2 - x_3)};$$

$$B_3 = -K_\theta \cdot P_0 \frac{x_1 \cdot x_2}{(x_3 - x_1)(x_3 - x_2)}. \quad (24)$$

În ceea ce privește constantele de integrare A_1, A_2 și A_3, acestea se determină din sistemul de ecuații :

$$\omega_c (\theta_+) = K_{\omega c} \cdot P_0 + A_1 + A_2 + A_3 = 0;$$

$$\frac{d\omega_c}{dt} (0_+) = A_1 \cdot x_1 + A_2 \cdot x_2 + A_3 \cdot x_3 = \frac{K_p}{J_c} \cdot P_0; \quad (25)$$

$$\int_0^t \omega_c (t) \cdot dt (0_+) = \theta_c (0_+) = \frac{A_1}{x_1} + \frac{A_2}{x_2} + \frac{A_3}{x_3} = 0.$$

Valoarea

$$\frac{d\omega_c}{dt} (0_+) = \frac{K_p}{J_c} \cdot P_0$$

rezultată din relația (8) considerată la $t = 0_+$. Pentru aceste constante rezultă expresiile :

$$A_1 = K_{\omega c} \cdot P_0 \frac{x_1 \left(\frac{K_p}{K_{\omega c} \cdot J_c} + x_2 + x_3 \right)}{(x_1 - x_2)(x_1 - x_3)};$$

$$A_2 = K_{\omega c} \cdot P_0 \frac{x_2 \left(\frac{K_p}{K_{\omega c} \cdot J_c} + x_1 + x_3 \right)}{(x_2 - x_1)(x_2 - x_3)};$$

$$A_3 = K_{\omega c} \cdot P_0 \frac{x_3 \left(\frac{K_p}{K_{\omega c} \cdot J_c} + x_1 + x_2 \right)}{(x_3 - x_1)(x_3 - x_2)}. \quad (26)$$

În cazul considerat cînd $x_1 = -\gamma$, $x_{2,3} = -\alpha \pm j\beta$ cele două soluții devin :

$$\omega_c (t) = K_{\omega c} \cdot P_0 + A_1 \cdot e^{-\gamma t} + A_2 \cdot e^{(-\alpha + j\beta) t} + A_3 \cdot e^{(-\alpha - j\beta) t} = K_{\omega c} \cdot P_0 + A_1 \cdot e^{-\gamma t} + e^{-\alpha t} [(A_2 + A_3) \cos \beta t + j (A_2 - A_3) \sin \beta t] = K_{\omega c} \cdot P_0 \cdot F_{\omega c} (t); \quad (27)$$

$$\theta_w (t) = K_\theta \cdot P_0 + B_1 \cdot e^{-\gamma t} + e^{-\alpha t} [(B_2 + B_3) \cos \beta t + j (B_2 - B_3) \sin \beta t] = K_\theta \cdot P_0 \cdot F_{\theta w} (t),$$

în care :

$$F_{\omega c} (t) = 1 - \frac{\gamma \left(\frac{K_p}{K_{\omega c} \cdot J_c} - 2\alpha \right)}{(\alpha - \gamma)^2 + \beta^2} \cdot e^{-\gamma t} + e^{-\alpha t} \left[\frac{\frac{\gamma \cdot K_p}{K_{\omega c} \cdot J_c} - (\alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2)}{(\alpha - \gamma)^2 + \beta^2} \cdot \cos \beta t + \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\frac{K_p}{K_{\omega c} \cdot J_c} (\alpha^2 + \beta^2 - \alpha\gamma) - \alpha (\alpha^2 + \beta^2 - \gamma^2)}{(\alpha - \gamma)^2 + \beta^2} \cdot \sin \beta t \right]; \quad (28)$$

$$F_{\theta w} (t) = 1 - \frac{\alpha^2 + \beta^2}{(\alpha - \gamma)^2 + \beta^2} \cdot e^{-\gamma t} + \frac{\gamma}{(\alpha - \gamma)^2 + \beta^2} \cdot e^{-\alpha t} \left[(2\alpha - \gamma) \cdot \cos \beta t + \frac{\alpha^2 - \beta^2 - \alpha\gamma}{\beta} \cdot \sin \beta t \right].$$

Relațiile (27) și (28) duc la concluzia că, spre deosebire de contorul obișnuit, care este un element de ordinul 1 și al cărui răspuns la o variație în treaptă a puterii este aperiodic, contorul din cadrul aparatului descris este un element de ordinul 3 și poate avea fie un răspuns aperiodic de ordinul 3, fie mai des unul periodic amortizat. Relațiile (27) și (28) permit să se determine direct următoarele expresii ale vitezei wattmetrului $\omega_w(t)$ și ale vitezei unghiulare realtive $\omega_r(t)$, în cazul variației în treaptă a puterii :

$$\omega_w(t) = \frac{d\theta_w(t)}{dt} = K_\theta \cdot P_0 \frac{dF_{\theta w}(t)}{dt} = K_\theta \cdot P_0 \cdot F_{\omega w}(t),$$

în care :

$$F_{\omega w}(t) = \frac{\gamma(\alpha^2+\beta^2)}{(\alpha-\gamma)^2+\beta^2}\left[e^{-\gamma t} - e^{-\alpha t}\left(\frac{\alpha-\gamma}{\beta}\cdot\sin\beta t + \cos\beta t\right)\right],$$

și : (29)

$$\omega_r(t) = K_{\omega e}\cdot P_0\left[F_{\omega c}(t) - \frac{K_\theta}{K_{\omega c}}F_{\omega w}(t)\right] = K_{\omega c}\cdot P_0\cdot F_{\omega r}(t),$$

în care :

$$F_{\omega r}(t) = 1 - \frac{\gamma}{K_{\omega c}}\cdot\frac{\frac{K_p}{J_c} - 2K_{\omega c}\alpha + K_\theta(\alpha^2+\beta^2)}{(\alpha-\gamma)^2+\beta^2}\cdot e^{-\gamma t} +$$

$$+ e^{-\alpha t}\left\{\frac{(\alpha^2+\beta^2)(K_\theta\cdot\gamma - K_{\omega c}) + \gamma\left(\frac{K_p}{J_c} - K_{\omega c}\cdot\gamma\right)}{K_{\omega c}[(\alpha-\gamma)^2+\beta^2]}\cdot\cos\beta t + \right.$$

$$\left. + \frac{(\alpha+\beta)^2\left[K_\theta\cdot\gamma(\alpha-\gamma) + \frac{K_p}{J_c} - K_{\omega c}\cdot\alpha\right] - \alpha\gamma\left(\frac{K_p}{J_c} - K_{\omega c}\cdot\gamma\right)}{K_{\omega c}\cdot\beta[(\alpha-\gamma)^2+\beta^2]}\cdot\sin\beta t\right\}. \quad (30)$$

Răspunsul aparatului la frecvență

Răspunsul la frecvență interesează pentru a pune în evidență capacitatea contorului și a wattmetrului de a urmări variațiile puterii din circuit de forma :

$$P(t) = P_{max}\cdot\sin\omega_p t = (\sqrt{3}\cdot UI\cos\varphi)_{max}\cdot\sin\omega_p t. \quad (31)$$

Funcțiile de transfer ale contorului și cea a wattmetrului, considerînd ca mărimi de ieșire ω_c, θ_w, ω_w și ω_r, sînt date de expresiile :

$$Y_{\omega c}(s) = \frac{\omega_c(s)}{P(s)} = K_{\omega c}\frac{b_2 s^2 + b_1\cdot s + 1}{a_3\cdot s^3 + a_2\cdot s^2 + a_1\cdot s + 1};$$

$$Y_{\theta w}(s) = \frac{\theta_w(s)}{P(s)} = K_\theta\frac{1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} =$$

$$= K_{\omega c}\frac{\frac{K_{f2}}{K'_\theta}}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}; \quad (32)$$

$$Y_{\omega w}(s) = \frac{\omega_w(s)}{P(s)} = K_{\omega c}\frac{\frac{K_{f2}}{K'_\theta}\cdot s}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1};$$

$$Y_{\omega r}(s) = \frac{\omega_r(s)}{P(s)} = K_{\omega c}\frac{b_2 s^2 + \left(b_1 - \frac{K_\theta}{K_{\omega c}}\right)s + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} =$$

$$= K_{\omega c}\frac{b_2 s^2 + \frac{K_{am}}{K'_\theta}\cdot s + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}.$$

Locurile de transfer respective rezultă din cunoașterea expresiilor următorilor vectori complecși :

$$Y_{\omega c}(j\omega_p) = \frac{\omega_c(j\omega_p)}{P(j\omega_p)} =$$

$$= K_{\omega w}\cdot\frac{b_2(j\omega_p)^2 + b_1(j\omega_p) + 1}{a_3(j\omega_p)^3 + a_2(j\omega_p)^2 + a_1(j\omega_p) + 1};$$

$$Y_{\theta w}(j\omega_p) = \frac{\omega_w(j\omega_p)}{P(j\omega_p)} =$$

$$= K_{\omega c}\cdot\frac{\frac{K_{f2}}{K'_\theta}(j\omega p)}{a_3(j\omega_p)^3 + a_2(j\omega_p)^2 + a_1(j\omega_p) + 1}; \quad (33)$$

$$Y_{\omega r}(j\omega_p) = \frac{\omega_r(j\omega_p)}{P(j\omega_p)} =$$

$$= K_{\omega c}\cdot\frac{b_2(j\omega_p)^2 + \left(b_1 - \frac{K_{f2}}{K'_\theta}\right)(j\omega_p) + 1}{a_3(j\omega_p)^3 + a_2(j\omega_p)^2 + a_1(j\omega_p) + 1} =$$

$$= Y_{\omega c}(j\omega_p) - Y_{\omega w}(j\omega_p).$$

Referitor la vectorii $Y_{\theta w}(j\omega_p) = Y_{\omega w}(j\omega_p)$ se observă dintr-o dată că ei sînt în cuadratură. Modulii vectorilor $Y_{\omega c}(j\omega_p)$, $Y_{\theta w}(j\omega_p)$, $Y_{\omega w}(j\omega_p)$ și $Y_{\omega r}(j\omega_p)$ au expresiile :

$$A_{\omega c}(\omega_p) = K_{\omega c}\cdot\sqrt{\frac{(1-b_2\omega_p^2)^2 + b_1^2\omega_p^2}{(1-a_2\omega_p^2)^2 + \omega_p^2(a_1 - a_3\omega_p^2)^2}};$$

$$A_{\theta w}(\omega_p) = K_{\omega c}\cdot\frac{\frac{K_{f2}}{K'_\theta}}{\sqrt{(1-a_2\omega_p^2)^2 + \omega_p^2(a_1 - a_3\omega_p^2)^2}}; \quad (34)$$

$$A_{\omega w}(\omega_p) = K_{\omega c}\cdot\frac{\omega_p\cdot\frac{K_{f2}}{K'_\theta}}{\sqrt{(1-a_2\omega_p^2)^2 + \omega_p^2(a_1 - a_3\omega_p^2)^2}} =$$

$$= \omega_p\cdot A_{\theta w}(\omega_p);$$

$$A_{\omega r}(\omega_p) = K_{\omega c}\sqrt{\frac{(1-b_2\omega_p^2)^2 + \omega_p^2\left(\frac{K_{am}}{K'_\theta}\right)^2}{(1-a_2\omega_p^2)^2 + \omega_p^2(a_1 - a_3\omega_p^2)^2}}.$$

Unghiurile de defajaz între ω_c și P, θ_w și P, ω_w și P și ω_r și P sînt date de relațiile:

$$\operatorname{tg}\Psi_{\omega c}(\omega_p)=\frac{b_1\omega_p(1-a_2\omega_p^2)-\omega_p(1-b_2\omega_p^2)(a_1-a_3\omega_p^2)}{(1-b_2\omega_p^2)(1-a_2\omega_p^2)+b_1\omega_p^2(a_1-a_3\omega_p^2)};$$

$$\operatorname{tg}\Psi_{\theta w}(\omega_p)=-\frac{\omega_p(a_1-a_3\omega_p^2)}{1-a_2\omega_p^2};$$

$$\operatorname{tg}\Psi_{\omega w}(\omega_p)=\frac{1-a_2\omega_p^2}{\omega_p(a_1-a_3\omega_p^2)}=-\frac{1}{\operatorname{tg}\psi_{\theta\omega}(\omega_p)}; \qquad (35)$$

$$\operatorname{tg}\Psi_{\omega r}(\omega_p)=\frac{\omega_p\cdot\frac{K_{am}}{K'_\theta}(1-a_2\omega_p^2)-\omega_p(1-b_2\omega_p^2)(a_1-a_3\omega_p^2)}{(1-b_2\omega_p^2)(1-a_2\omega_p^2)+\omega_p^2\cdot\frac{K_{am}}{K'_\theta}(a_1-a_3\omega_p^2)}.$$

Relațiile (34) și (35) permit să se calculeze raportul amplitudinilor oricărora dintre mărimile ω_c, θ_w, ω_w și ω_r și, totodată defazajul între oricare din ele. De observat este faptul că nici unul dintre rapoartele respective nu depinde de J_c.

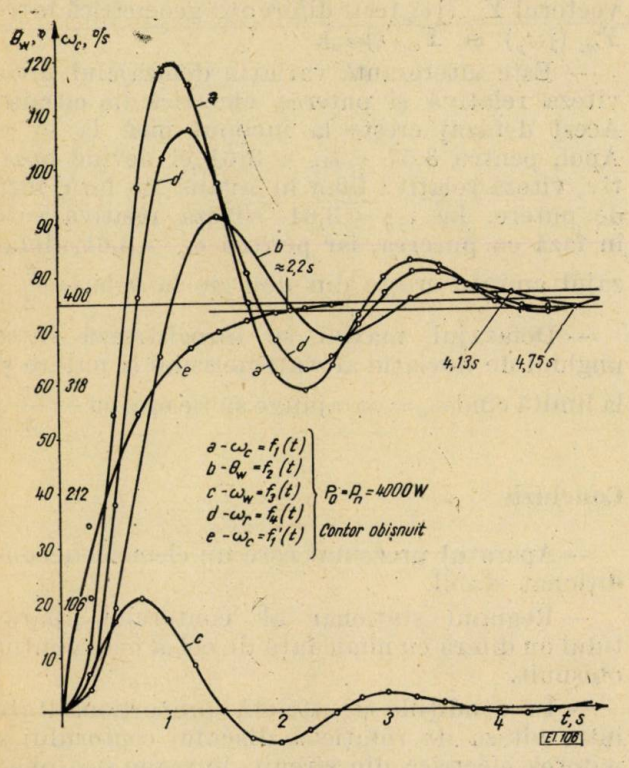


Fig. 2. Răspunsurile aparatului la o variație în treaptă a puterii active.

Exemplu: În continuare se dau răspunsul la o variație în treaptă a puterii și răspunsul la frecvență al unui aparat de tipul celui prezentat, realizat de autor la Institutul politehnic din Iași, cu următoarele caracteristici: contor de energie activă trifazat 3 × 380 V, 6 A; constanta contorului $K_c = 1:1\,000$ kWh/rot; $J_c = 0{,}85$ gcm s²; $K_{f1} = 0$; $K_{f2} = 1{,}45$ gcms/rad; $K_p = 0{,}00263$ g cm/W; $K_{\omega c} = 0{,}0018$ rad/s W;

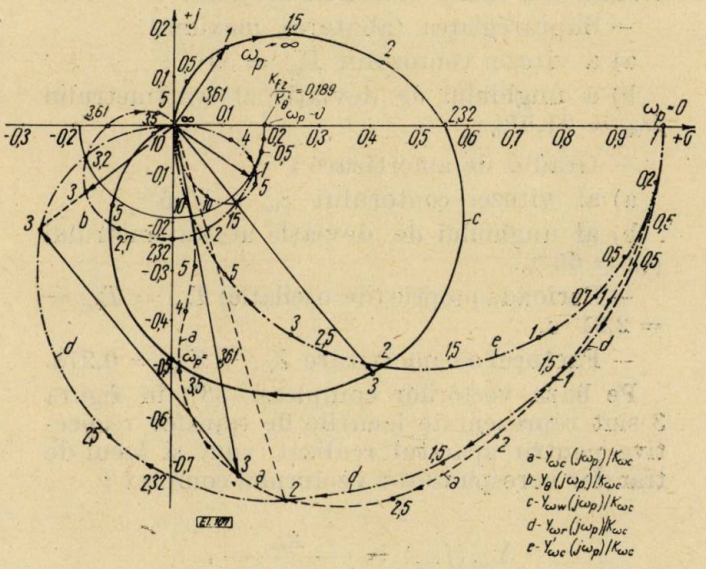


Fig. 3. Răspunsurile aparatului la o variație armonică a puterii active (locurile de transfer).

$K'_\theta = 7{,}68$ g cm/rad; $K_\theta = 0{,}00034$ rad/W; constanta wattmetrului $K_w = K'_\theta/K_p = 2\,920$ W/rad = 51 W/grad; $J_w = 0{,}60$ gcms² și $K_{am} = 0$, clasa de precizie – 4*.

Pentru coeficienții ecuațiilor diferențiale rezultă următoarele valori: $a_3 = 0{,}045$, $a_2 = 0{,}187$, $a_1 = 0{,}587$, $b_2 = 0{,}079$, $b_1 = 0{,}190$, iar pentru rădăcinile ecuației caracteristice, valorile $x_1 = -\gamma = -2{,}50$, $x_{2,3} = -\alpha \pm j\beta = -0{,}81 \pm j\,2{,}85$. S-a considerat o variație în treaptă a puterii active din circuit egală cu puterea nominală ($P_0 = P_n = 4\,000$ W). Curbele respective $\omega_c = f_1(t)$, $\theta_w = f_2(t)$, $\omega_w = f_3(t)$ și $\omega_r = f_4(t)$ sînt reprezentate în figura 2 în care este reprezentată și curba procesului tranzitoriu al unui contor obișnuit cu același moment de inerție $J_c = 0{,}85$ gcm s² și cu aceleași valori ale parametrilor K_p și K_{f1}, $K_p = 0{,}00263$ gcm/W și $K_{f1} = 1{,}45$ gcm s/rad (curba *e*). Din aceste curbe rezultă următoarele valori ale parametrilor caracteristici:

– Timpul de răspuns (la 2%):

a) al contorului $t_{\omega c} = 4{,}75$ s;

b) al wattmetrului $t_{\theta w} = 4{,}13$ s;

c) al controlului obișnuit cu aceiași parametri $t'_{\omega c} = 2{,}2$ s.

Trebuie precizat că durata procesului tranzitoriu al contorului este strict egală cu cea a

* Clasa de precizie a wattmetrului din figura 1 este relativ mică. Aceasta se explică prin prezența pe axul lui a traductorului de deplasare 7–7' aparatul fiind realizat într-un anumit scop.

procesului tranzitoriu al wattmetrului. Diferențele respective arătate decurg din discontinuitățile timpului de răspuns, proprii răspunsului periodic amortizat, discontinuități care rezultă din însăși definirea acestuia.

— Suprareglarea (abaterea maximă):

a) a vitezei contorului $D_{\omega c} = 59\%$;

b) a unghiului de deviație al wattmetrului $D_{\theta w} = 21{,}5\%$;

— Gradul de amortizare:

a) al vitezei contorului $\rho_{\omega c} = 62{,}5\%$;

b) al unghiului de deviație al wattmetrului $\rho_{\theta w} = 55\%$.

— Perioada proprie (de oscilație) $T_{\omega c} = T_{\theta w} = 2{,}21$ s.

— Factorul de amortizare $Z_{\omega c} = Z_{ew} = 0{,}278$.

Pe baza vectorilor complecși (33), în figura 3 sînt reprezentate locurile de transfer respective pentru aparatul realizat, cum și locul de transfer corespunzător vectorului complex:

$$Y'_{\omega c}(j\omega_p) = \frac{K_{\omega c}}{1+\frac{J_c}{K_{f1}}(j\omega_p)},$$

în cazul unui contor obișnuit cu aceleași valori $J_c = 0{,}85$ g cm s^2, $K_p = 0{,}00263$ g cm/W și $K_{f1} = 1{,}45$ g cm s/rad.

Din analiza curbelor din figura 3 rezultă următoarele:

— În cadrul răspunsului la frecvență la început (pentru valori ω_p mai mici decît aproximativ 2, 3 rad/s) unghiul de defazaj dintre viteza contorului aparatului și puterea electrică din circuit se menține mai mic decît în cazul unui contor obișnuit, iar apoi la valori ω_p mai mari, dimpotrivă devine mai mare.

— Creșterea defazajului amintit o dată cu creșterea pulsației ω_x, spre deosebire de defazajul vectorului $Y'_{\omega c}(j\omega_p)$ nu este continuă, și anume, la început acest defazaj crește, apoi scade, iar în final crește din nou pînă la $-\frac{\pi}{2}$ cînd $\omega_p = \infty$.

— Amplitudinile vitezei la diferitele pulsații sînt mult mai mari la contorul aparatului descris decît la un contor obișnuit, în orice caz însă mai mici decît viteza staționară.

— Răspunsul la frecvență al wattmetrului prezintă un fenomen de rezonanță care, în cazul aparatului realizat, se menține pentru valori $0 < \omega_p < 3{,}2$.

— Viteza wattmetrului este defazată față de puterea electrică din circuit la început în avans, iar apoi în întîrziere (la limită cînd $\omega_p = \infty$ $\Psi_{\omega w} = -\pi$).

— În cazul aparatului realizat, faza vectorilor $Y_{\theta w}(j\omega_p)$ și $Y_{\omega r}(j\omega_p)$ este aceeași. Acest fapt se constată și din relațiile (35), care pentru cazul $K_{am} = 0$ sau $\operatorname{tg}\Psi_{\theta w}(\omega_p) = \operatorname{tg}\Psi_{\omega r}(\omega_p)$. Aici se impune următoarea remarcă: partea imaginară a vectorului $Y_{\omega r}(j\omega_p)$ se anulează cînd $\omega_p(1 - b_2\cdot\omega_p^2)(a_1 - a_3\cdot\omega_p^2) = 0$, deci pentru valorile $\omega_p = 0$, $\omega_p = \sqrt{\frac{1}{b_2}} = 3{,}57$ și $\omega_p = \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} = 3{,}61$, prima și ultima valoare ducînd, totodată, și la anularea părții imaginare a vectorului $Y_{\theta w}(j\omega_p)$.

Partea reală se anulează cînd $(1 - b_2\omega_p^2)(1 - a_2\omega_p^2) = 0$, deci pentru valorile $\omega_p = \sqrt{\frac{1}{a_2}} = 2{,}32$ și $\omega_p = \sqrt{\frac{1}{b_2}} = 3{,}57$, prima ducînd totodată și la anularea părții reale a vectorului $Y_{\theta w}(j\omega_p)$.

De aici rezultă că hodograful acestui vector trece prin originea axelor cînd $\omega_p = 3{,}57$. Așa stînd lucrurile se constată că cei doi vectori $Y_{\theta w}(j\omega_p)$ și $Y_{\omega r}(j\omega_p)$ au aceeași fază pentru valori $\omega_p < 3{,}57$ și dimpotrivă, fazele lor sînt inverse (diferă cu π) cînd $\omega_p > 3{,}57$.

— La aceleași valori ale pulsației, amplitudinea vitezei relative este mai mică decît cea a vitezei ω_c.

— Așa cum s-a văzut și din relațiile (33), vectorul $Y_{\omega r}(j\omega_p)$ este diferența geometrică între $Y_{\omega c}(j\omega_p)$ și $Y_{\omega w}(j\omega_p)$.

— Este interesantă variația defazajului între viteza relativă și puterea electrică din circuit. Acest defazaj crește la început pînă la $-\pi$. Apoi, pentru $3{,}57 < \omega_p < 3{,}61$ el devine pozitiv, viteza relativă fiind în avans de fază față de putere. La $\omega_x = 3{,}61$, viteza relativă este în fază cu puterea, iar pentru $\omega_p > 3{,}61$, defazajul amintit crește din nou de la 0 la $-\frac{\pi}{2}$.

— Defazajul maxim se înregistrează între unghiul de deviație al wattmetrului și putere și la limită cînd $\omega_p = \infty$ ajunge să fie egal cu $-\frac{3\pi}{2}$.

Concluzii

— Aparatul prezentat este un element necondiționat stabil.

— Regimul staționar al contorului aparatului nu diferă cu nimic față de cel al unui contor obișnuit.

— În condițiile de strictă proporționalitate între viteza de rotație a discului contorului și puterea electrică din circuit, în regim staționar unghiul de deviație al axului superior (6 din fig. 1) este și el proporțional cu puterea. Ca atare se obține în plus, față de contor și fără înfășurări suplimentare, un aparat indicator de putere (activă sau reactivă) cu scală proporțională.

— Mișcarea discului contorului aparatului descris și, respectiv, cea a wattmetrului lui este

caracterizată de cîte o ecuație diferențială de ordinul 3, și ca atare, diferă net față de mișcarea discului unui contor obișnuit, caracterizată de o ecuație diferențială de ordinul 1, respectiv față de cea a unui wattmetru obișnuit, caracterizată de o ecuație diferențială de ordinul 2.

Bibliografie

[1] *Sebastian, L.* Asupra unui televectormetru nou pentru măsurarea puterilor în curent alternativ. In : Buletinul Institutului politehnic Iași, 1965, vol. XI (XV), fasc. 1–2.

Intrat în redacție la 15. II. 1966

Influența umpluturii sau suportului asupra comportării materialelor electroizolante pe bază de rășini fenolformaldehidice, în diferite microclimate

Ecaterina Pîrligras și Elena Stănescu*—București

CZ 621.315.616.9 : 551.5

Calitatea unui material electroizolant de a-și păstra proprietățile dielectrice depinde în mod hotărîtor, de natura umpluturii sau a suportului, care, împreună cu rășina, formează structura materialului din care se execută piesa. Acest fapt este adevărat în cazul în care materialul este solicitat în spații cu atmosferă obișnuită, însă devine mai evident atunci cînd piesa lucrează în medii în care umiditatea și temperatura variază în limite largi și este deci posibilă formarea de condens pe suprafața materialului.

Este știut că asupra umpluturii sau suportului acționează, în special, umiditatea, pe cînd asupra rășinii influențează, în mod complex, diverși factori climatici : temperatură, radiații, umiditate, curenți (inclusiv fenomenul de eroziune) etc. [1].

Ținîndu-se seamă de aceste considerente s-au executat o serie de încercări pentru a se stabili posibilitățile de utilizare ale prafurilor de presare fenolice cu diferite umpluturi și ale stratificatelor de tipul pertinaxului și textolitului, din aceeași rășină cu suport organic.

Astfel, materialele cercetate au ca element comun rășina, dar diferă atît ca tip de produs (praf de presare și stratificate), cît și prin forma suportului (hîrtie, fire) sau natura umpluturii (organică, neorganică).

1. Descrierea condițiilor din microclimatele în care s-au expus probele

Cele două medii în care s-a urmărit comportarea sînt :

a) Microclimatul cald-umed în condiții de laborator, care, conform STAS 6745-63, constă din încercări ciclice, epruvetele fiind menținute 12 h la temperatura de 40 ± 2°C și umiditatea relativă de 95—100% ; minimum 5 h la 25 ± 2°C și umiditatea relativă de 95—100%, restul timpului pînă la 24 h fiind folosit pentru creșterea și scăderea temperaturii.

Numărul total de cicluri este de 56, cu încercări intermediare la 3, 7, 14 și 21 cicluri. Înainte de fiecare serie de încercări, piesele scoase s-au condiționat la 25°C ± 5°C și umiditate relativă de 85—95%.

b) Microclimatul maritim natural, caracteristic litoralului românesc, caracterizat prin :

— temperatura aerului, iarna cu minime de —15 pînă la —20°C, temperatura medie fiind —3°C) și vara cu maxime de circa +35°C (temperatura medie fiind 24°C) ;

— umiditatea relativă medie anuală este de circa 79% (limitele fiind 40% și 100%). Din cauza influenței mării, umiditatea relativă nu prezintă variații mari, vara față de iarnă, nici ca valoare medie nici ca amplitudine ;

— radiația solară totală atinge maximum în iulie (18 kcal/cm²), fiind minimă în decembrie (3,5 kcal/cm²).

Sumele zilnice medii ale radiației totale depășesc 500 cal/cm² în 24 h în lunile mai, iunie, iulie și august, cînd intensitatea radiației solare totale medii este mai mare de 1 cal/cm² min ;

— vîntul bate dinspre mare, crescînd în intensitate în timpul nopții, scăzînd spre dimineață. Acest fenomen duce la formarea de condens din vaporii salini din aer. Cu mici variații, aceste mișcări ale aerului sînt aceleași în toate anotimpurile [2].

Stația în care s-au făcut expunerile este așezată la distanța de 120 m de la malul mării, iar epruvetele expuse în aer liber au fost așezate cu o înclinare de 45° față de orizontală, la o înălțime de minimum 80 cm de la suprafața solului, astfel încît să fie cu fața spre soare tot timpul zilei.

În afară de expunerile în aer liber s-au mai expus epruvete și în spațiu închis în cabană.

Încercările executate pe materialele expuse în microclimatul natural maritim s-au executat imediat, fără o condiționare a epruvetelor, care le-ar fi modificat starea.

Alegerea celor două tipuri de medii nu a presupus o posibilitate de comparare între ele, ci

* Ing. *E. Pîrligras*, este șef laborator la I.C.P.E., iar chim. *E. Stănescu* este cercetător la I.C.P.E.

a urmărit formarea unei priviri mai cuprinzătoare referitor la comportarea materialelor cercetate, în cazul în care urmează să fie solicitate în diferite medii.

2. Materiale cercetate

Prafurile de presare cercetate s-au obținut din aceeași rășină fenolformaldehidică, dar cu diferite tipuri de umpluturi (tabela 1).

Tabela 1

Materialul component	Simbolul prafului de presare			
	*MT**	*MP*	*MCa*	*ETH**
Rășină novolac	+	+	+	+
Hexametilentetramină	+	+	+	+
Stearină	+	+	+	+
Făină de lemn	+	+	–	+
Praf de mică	+	+	+	+
Oxid de calciu	+	+	+	+
Indulin	+	+	+	+
Triclorfenolat de Cu	+	–	–	–
Pentaclorfenolat de Na	–	+	–	–

* Conținutul de făină de lemn este de 10% la tipurile *MT* și *MP* și de 18% la *ETH*.

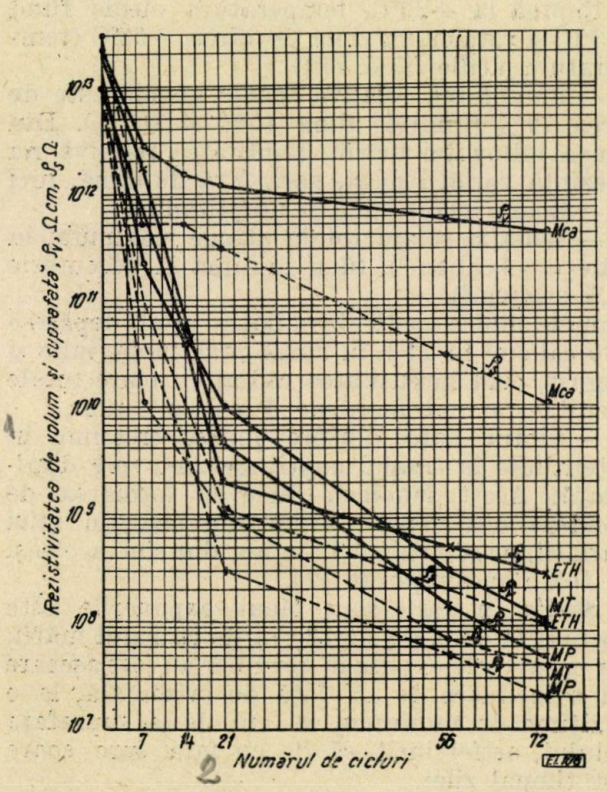


Fig. 1. Rezistivitatea de volum ρ_v și de suprafață ρ_s a prafurilor de presare menținute în mediu cald-umed de laborator : · *MT*; × *ETH*; —— ρ_v; + *MP*; 0 *MCa*; – – – ρ_s.

Epruvetele (discuri cu Ø 100 mm și grosime 3 mm) s-au obținut prin tehnologia obișnuită :
— temperatura de presare, 160—170°C ;
— presiunea specifică, 300—350 kg/cm² ;
— timpul de presare, 1 min/mm.

Materialele stratificate presate au fost : pertinaxul și textolitul cu grosimea de 1 și 5 mm. Epruvetele de stratificate au avut o formă pătrată cu latura de 120 mm.

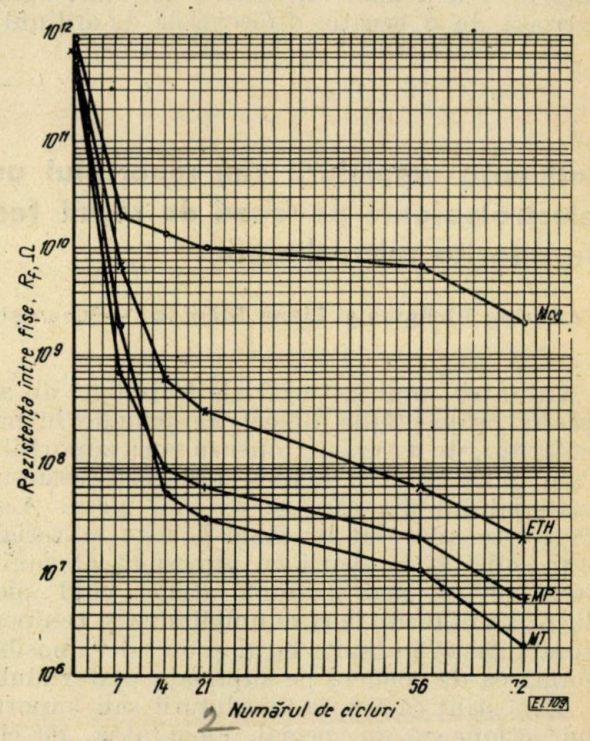


Fig. 2. Rezistența între fișe (R_f) a prafurilor de presare menținute în mediu cald-umed de laborator : · *MT*; + *MP*; 0 *MCa*; × *ETH*.

Se menționează că toate materialele cercetate s-au procurat din fabricația curentă.

3. Rezultate obținute

Proprietățile urmărite în ambele microclimate au fost rezistivitățile de volum și suprafață (ρ_v și ρ_s), rezistența între fișe (R_f), rigiditatea dielectrică, absorbția de apă și aspectul [3].

a) Comportarea în mediu cald-umed — condiții de laborator

Discurile din prafuri de presare din cele patru sorturi arătate s-au expus timp de 72 cicluri în mediu cald umed de laborator în condițiile precizate în capitolul anterior. Rezultatele privind proprietățile dielectrice și absorbția de umiditate sînt prezentate în diagramele din figurile 1, 2, 3 și în tabela 2.

Se constată că parametrii climatici asociați (umiditate ridicată și temperatura de 40°C) exercită o influență puternică asupra prafurilor de presare fenolformaldehidice, în funcție de natura umpluturii. Cel cu umplutură complet neorganică suferă o scădere a proprietăților dielectrice de două ordine de mărime, față de cele cu umplutură mixtă, la care scăderea este

de peste cinci ordine. Natura fungicidului nu influenţează.

În ceea ce priveşte aspectul (fig. 4 *a*, *b*, *c*), prafurile cu umplutură mixtă au pierdut luciul, observîndu-se apariţia unor pete.

Comportarea stratificatelor presate din răşini fenolice cu suport de hîrtie (tip pertinax) sau fire de bumbac (tip textolit), în acelaşi mediu cald-umed de laborator, a fost diferită, în funcţie de forma suportului şi de protejarea cu lac a suprafeţei epruvetelor.

Stratificatele din textolit nu au rezistat condiţiilor mediului cald-umed, cele nelăcuite mucegăindu-se, au fost eliminate după 7 cicluri; la cele lăcuite au apărut picături de apă între material şi pelicula de lac, ceea ce a determinat eliminarea lor după 14 cicluri.

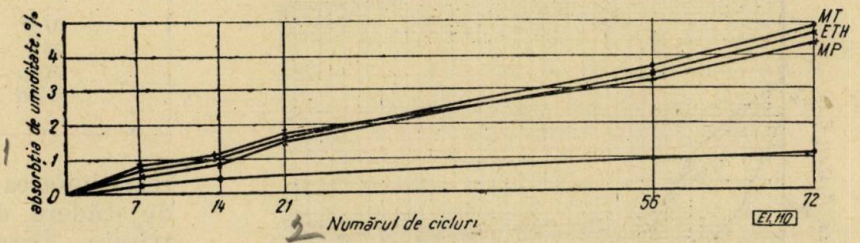


Fig. 3. Absorbţia de umiditate a prafurilor de presare menţinute în mediu cald-umed de laborator.

Tabela 2

Variaţia rigidităţii dielectrice a prafurilor de presare menţinute în mediu cald-umed de laborator

Tipul de praf de presare	Rigiditatea dielectrică, kV/mm, la următoarele cicluri					
	0	7	14	21	56	72
MT	20,1	19,4	—	12,9	1,97	0,8
MP	18,4	14,4	—	11,5	—	0,9
MCa	24,5	21,2	19,4	16,7	—	9,1
ETH	16,8	14,2	—	6,4	—	1,2

tăţite, linia comportării lor în mediu cald-umed este asemănătoare cu a celor nelăcuite, ceea ce arată că lacul a avut numai un efect de reducere a absorbţiei de umiditate, mai accentuat la început şi mai slab după 21 de cicluri (fig. 7).

După cum se observă a existat o diferenţă de comportare între pertinax şi textolit. Aceasta se explică prin diferenţa de formă, respectiv de textură a suportului, deşi în ambele cazuri este vorba de un suport organic de natură celulozică. Hîrtia de impregnare are o structură poroasă, care duce la un contact mai intim între răşină şi suport decît în cazul ţesăturii ale cărei fibre se impregnează superficial, răşina umplînd mai degrabă interstiţiile dintre fire. Contactul răşină-suport (aspect important pentru buna comportare a produselor de acest tip) fiind mai slab în cazul al doilea, permite apei să pătrundă mai uşor în fibră [4].

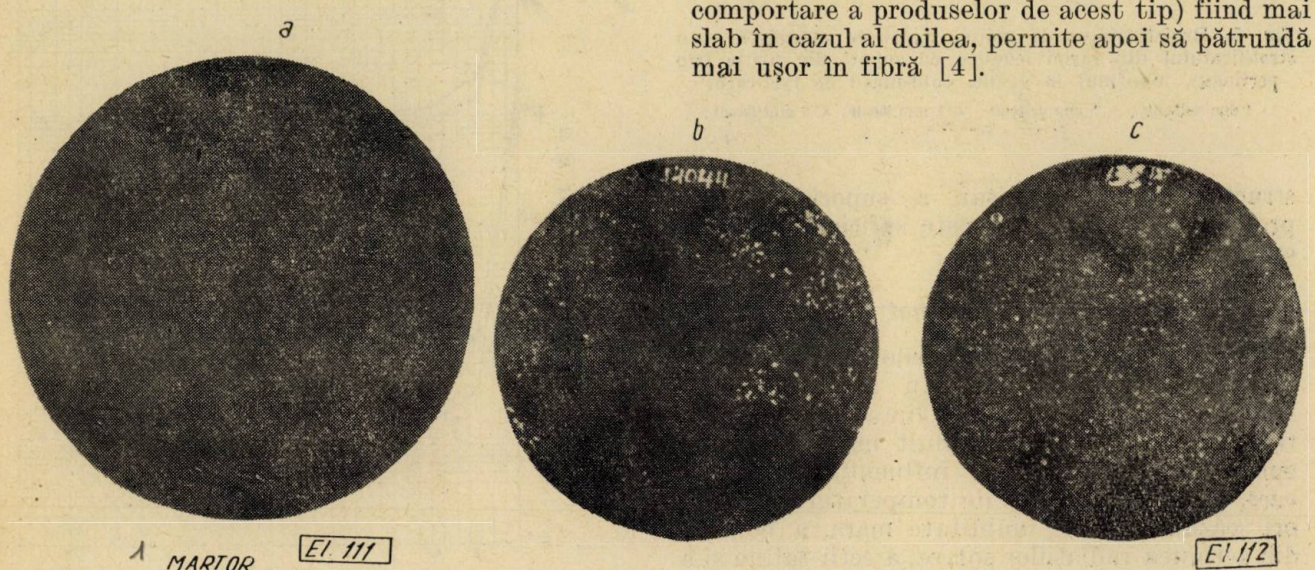


Fig. 4. Aspectul discurilor din praf de presare, înainte şi după confecţionare în mediu cald-umed de laborator:
a) înainte de condiţionare; *b*) şi *c*) — după condiţionare.

Încercările s-au executat deci numai pe pertinax, cu grosimea de 1 mm şi 5 mm, ambele grosimi fiind nelăcuite şi lăcuite. Lacul de protecţie este pe bază de răşină oleogliptalică, modificată cu melamină (lac electroizolant din

Comparînd comportarea stratificatelor cu aceea a prafurilor de presare în mediu cald-umed de laborator, se observă că — dintre materialele încercate — au avut o comportare bună numai acelea în care apare sistemul „răşină fenolică-

material neorganic" sau acelea în care rășina fenolică a impregnat foarte bine suportul, chiar dacă el este de natură organică. Sistemul „rășină fenolică — material organic" se comportă cu atît mai slab cu cît este mai grosolană

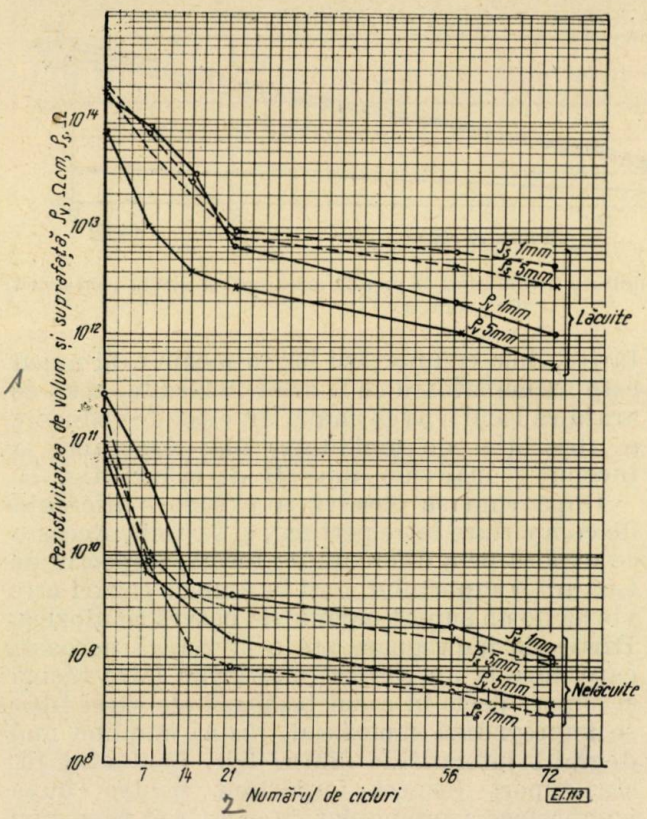


Fig. 5. Rezistivitatea de volum ρ_v și de suprafață ρ_s a stratificatului din rășini fenolice cu suport din hîrtie (tip pertinax), menținut în mediu cald-umed de laborator :
• 1 mm nelăcuit ; + 5 mm nelăcuit ; 0 1 mm lăcuit ; × 5 mm lăcuit ;
ρ_v ——— ; ρ_s – – – –.

structura umpluturii sau a suportului, deci protejarea cu rășină nu este suficient de eficientă.

b) Comportarea în microclimat natural maritim

Spre deosebire de expunerile în mediu cald umed de laborator, care au avut o durată scurtă, expunerile în microclimat maritim natural au avut o durată mult mai lungă, iar epruvetele au suferit o influență complexă, care, pe lîngă perioade de temperatură ridicată ori scăzută sau de umiditate mare, a constat din acțiunea radiațiilor solare, a ceții saline și a vîntului purtător de nisip fin.

Rezultatele obținute asupra celor patru variante de prafuri de presare sînt date în diagramele din figura 8 și tabela 3.

Se constată că rezistivitatea de volum variază reversibil cu umiditatea atmosferică pînă la 485 de zile, după care variațiile în raport cu umiditatea relativă a atmosferei devin mai mici, dar

Tabela 3

Variația rigidității dielectrice a epruvetelor din praf de presare expuse în microclimat maritim natural

Tipul de praf de presare	Rigiditatea dielectrică, kV/mm,		
	inițial	23 luni	30 luni
MT	19,1	7,3	3,2
MP	20,0	7,0	3,5
MCa	23,4	8,4	7,1
ETH	18,2	6,0	4,1

rezistivitatea de volum are o tendință continuă de scădere, datorită și unui început de îmbătrînire. Această tendință este evidentă după 744 de zile, interval la care s-a constatat o erodare completă a stratului superficial de rășină și apariția umpluturii dezgolite. După acest interval umiditatea nu mai pătrunde doar prin difuzie prin stratul lucios de rășină, ci chiar prin capilarele existente pe lîngă granulele de umplutură. Acest fapt, combinat cu umiditatea relativă crescută în perioada dinainte de determinarea de la 842 de zile și cu începutul de îmbătrînire al rășinii, a dus la scăderea valorilor rezistivității de volum cu circa două ordine de mărime. Scăderea a continuat să se accentueze încet pînă la 960 zile, cu toate că umiditatea aerului nu a fost incontinuu ridicată.

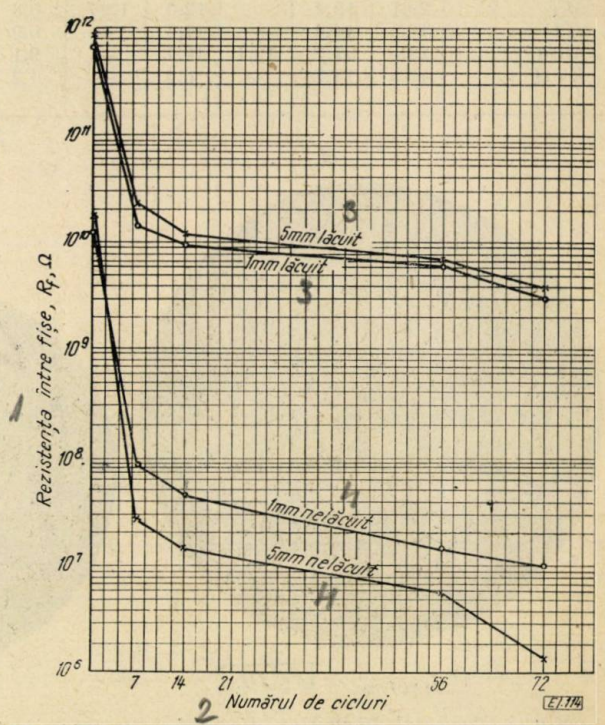


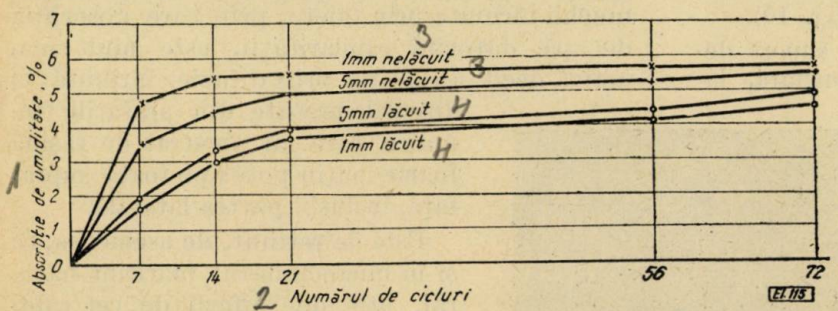
Fig. 6. Rezistența între fișe (R_f) a stratificatului din rășini fenolice cu suport din hîrtie (tip pertinax), menținut în mediu cald-umed de laborator :
• 1 mm nelăcuit ; +5 mm nelăcuit ; 0 1 mm lăcuit ; × 5 mm lăcuit.

Din compararea figurii 1 cu figura 8 se deduce că, în mediul în care umiditatea nu are un rol preponderent, umplutura organică se comportă

bine. De asemenea, se deduce că îmbătrînirea rășinei ca și fenomenul de eroziune intervine clar în microclimatul maritim natural și degradează materialul prin aceea că, dezgolind umplutura, epruvetele cu umplutură organică au o comportare mai slabă, ca dielectric, prin însăși natura materialului și datorită faptului — derivat din aceasta — că reține mai mult umiditatea din aer. Fără a exista diferențe atît de mari ca în mediul cald-umed de laborator, prafurile de presare cu umplutură neorganică se comportă superior celor cu umplutură organică și în microclimatul maritim natural.

Celelalte produse urmărite, stratificatele fenolice cu suport de hîrtie sau cu suport textil, au avut următoarea comportare:

Indiferent de natura suportului, stratificatele cu rășină fenolică, expuse în microclimatul maritim natural românesc, prezintă foarte devreme începutul scăderii caracteris-



← Fig. 7. Absorbția de umiditate a stratificatului din hîrtie impregnată (tip pertinax) menținut în mediu cald-umed de laborator.

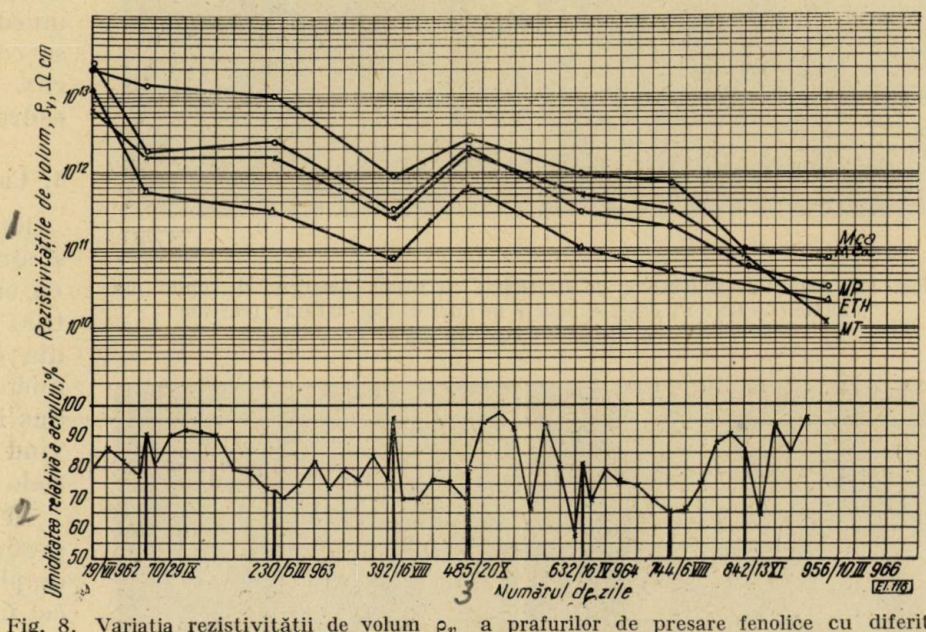


Fig. 8. Variația rezistivității de volum ρ_v a prafurilor de presare fenolice cu diferite umpluturi, expuse în microclimat natural maritim:
· praf de presare tip MCa; 0 praf de presare tip MP; + praf de presare tip ETH; × praf de presare tip MT.

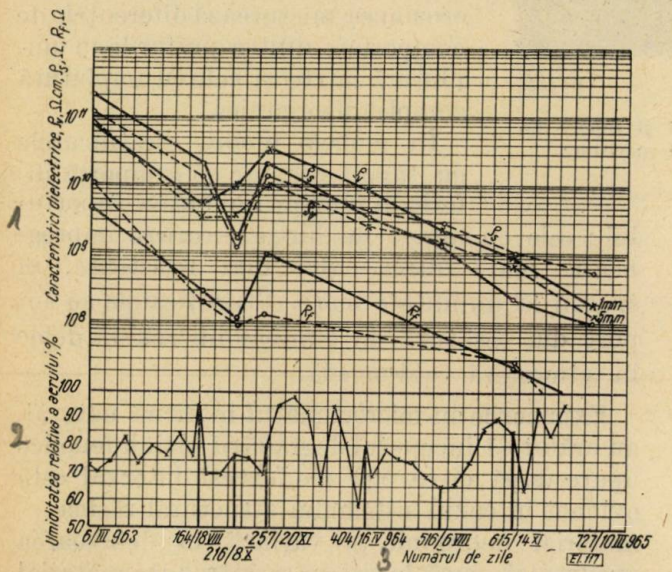


Fig. 9. Variația proprietăților dielectrice a stratificatelor de rășini fenolice (tip pertinax) cu suport de hîrtie, expus în microclimat maritim natural:
— stratificat de 1 mm; — — — stratificat de 5 mm; × rezistivitatea de volum ρ_v; · rezistivitatea de suprafață ρ_s; 0 rezistența între fișe (R_f).

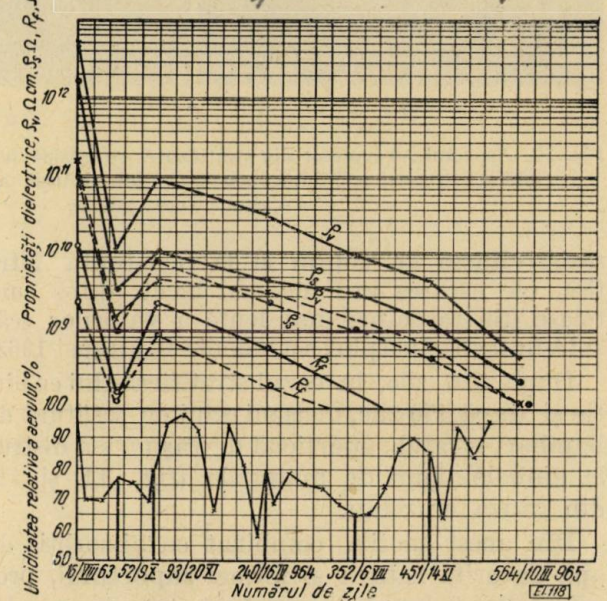


Fig. 10. Variația proprietăților dielectrice a stratificatelor din rășini fenolice cu suport din țesătură de bumbac (tip textolit) expuse în microclimat maritim natural:
— stratificat de 1 mm; — — — stratificat de 5 mm; × rezistivitatea de volum ρ_v; · rezistivitatea de suprafață ρ_s; 0 rezistența între fișe (R_f).

ticilor dielectrice, și anume : stratificatele cu hîrtie, de la 267 zile, iar cele cu țesătură din bumbac, de la 93 de zile (fig. 9 și fig. 10).

La epruvetele de stratificat cu suport de hîrtie, la grosimea de 5 mm, se constată, la

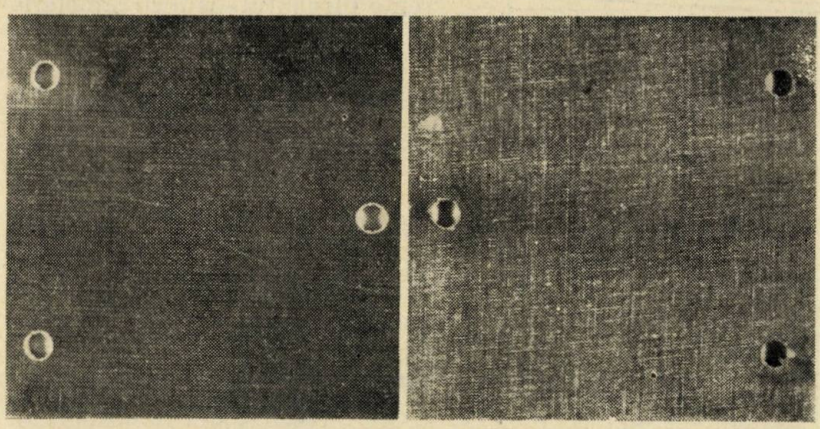


Fig. 11. Aspectul epruvetelor de stratificat cu rășină fenolică și suport din hîrtie (tip textolit după expunere în microclimat natural maritim : *a* – inițial ; *b* – după 450 zile.

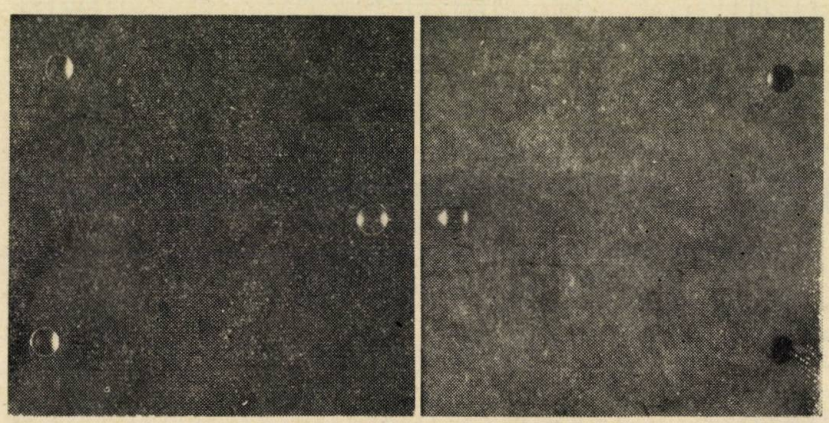


Fig. 12. Aspectul epruvetelor din stratificate cu rășină fenolică și suport din hîrtie (tip pertinax) după expunere în microclimat natural maritim : *a* – inițial *b* – după 450 zile.

rezistivitatea de volum și la rezistența între fișe, că uscarea are loc mai încet, după cum reiese din revenirea mai lentă a valorilor scăzute în urma unei ploi abundente în august 1963.

După 516 zile, în cazul stratificatului cu hîrtie și după 450 zile, în cazul celui cu țesătură de bumbac, stratul superficial de rășină s-a distrus la ambele tipuri de materiale (fig. 11 și 12) din cauza eroziunii.

Din acest motiv, combinat cu absorbția de apă datorită naturii și formei suportului, proprietățile dielectrice au scăzut atît de repede. Aceleași motive au împiedicat să se cunoască începutul îmbătrînirii rășinii, fenomen care a fost mascat.

Degradarea stratificatelor a fost, de asemenea, grăbită de faptul că epruvetele au prezentat muchii formate prin tăiere, prin care absorbția de apă, datorită capilarității, este mult mai activă decît absorbția prin difuzie, întîlnită la discurile presate din prafurile fenolice, care au un strat de rășină foarte puțin poros pe toată suprafața, inclusiv partea laterală.

Este de reținut, de asemenea, că și în microclimatul maritim natural, atît de diferit de cel cald-umed din laborator, cel mai slab se comportă tot textolitul, datorită acelorași motive arătate în cadrul punctului 3 a).

4. Concluzii

Expunerile prafurilor de presare și stratificatelor din rășini fenolice cu umpluturi și suporturi de natură organică și neorganică în mediu cald-umed de laborator și în microclimat maritim natural au dus la următoarele concluzii, privind comportarea acestor materiale electroizolante.

În ambele medii de expunere, prafurile de presare fenolice cu umplutură neorganică se comportă cel mai bine. Acest fapt este clar în mediu cald-umed de laborator și mai puțin evident în microclimatul maritim natural, unde eroziunea micșorează diferențele de comportare dintre prafurile cu umplutură mixte și cele cu umplutură complet neorganică.

În ambele medii, stratificatele cu suport organic se comportă diferit în funcție de forma suportului : cele cu suport de hîrtie — care se impregnează mai intim — sînt mai rezistente, în special la umiditate mare. Stratificatele cu suport din țesătură de bumbac nu rezistă deloc în atmosferă cald-umedă.

Expunerile în microclimatul maritim natural, au arătat că începutul degradării rășinii fenolice apare după circa 500 zile. Acest interval este evident în cazul sistemului structural rășină — material neorganic și variază în defavoarea produsului, dacă în sistem se introduce material organic și — mai ales — dacă nu se poate asigura o legătură cît mai intimă între rășină și suport.

Bibliografie

[1] *Dubois, P.* Données et problèmes sur la recherche de la tenue aux intémperies des matières plastiques (I şi II). In: Ind. des Plastiques Modernes **11**, nr. 11, dec 1959, p. 13—17 şi **12**, nr. 1, ian —feb 1960, p. 7—20.

[2] x x x Clima R.P.R., vol. I. Bucureşti, Ed. CSA — Inst. Meteorologic, 1962.

[3] x x x Protecţia climatică în microclimatul maritim, industrial şi subteran a materialelor electroizolante, acoperiri prin vopsire şi galvanizare. Referate I.C.P.E. din 1962 şi 1963 (manuscris).

[4] *Rugger, R. G.* Weathering resistance of plastics. In: Materials in Desin Engineering **59**, nr. 1, ian 1964, p. 64—68.

Intrat în redacţie la 14. XII. 1965

Răşinile epoxidice cicloalifatice în construcţia izolatoarelor de exterior

CZ 621.315.616.956 : 621.315.623/624

Simion Lucescu* — Bucureşti

De mai mulţi ani se încearcă folosirea izolatoarelor suport de exterior, turnate din răşini epoxidice.

Răşinile epoxidice convenţionale (bifenol-epiclorhidrină) s-au dovedit a fi neadecvate acestui scop, deoarece la încercările efectuate pe izolatoare suport de exterior, turnate din aceste răşini, după cîteva săptămîni, sub influenţa umidităţii şi a impurităţilor atmosferice, apar curenţi de suprafaţă care dau naştere conturnărilor. În ultimii ani au fost experimentate cu bune rezultate izolatoare suport de exterior, turnate din răşini epoxidice cicloalifatice, care s-au dovedit a avea proprietăţi electrice îmbunătăţite [1].

Parametri

Răşinile epoxidice cicloalifatice se deosebesc, din punct de vedere chimic, de răşinile epoxidice convenţionale, avînd grupele epoxi legate direct la nucleu, nucleele fiind cicloalifatice.

Răşinile epoxidice bifenolice au grupele epoxi legate la lanţurile laterale mobile lungi şi structura lor este construită cu preponderenţă din nuclee aromatice.

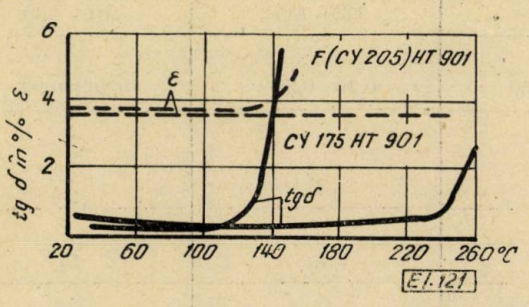


Fig. 1. Compararea tangentei unghiului de pierderi tg δ şi a constantei dielectrice ε ale răşinilor epoxidice Araldit CY 175 cu Araldit F CY 205 întăritor HT 901.

Datorită structurii lor, care nu conţine nucleul fenolic, răşinile cicloalifatice au o stabilitate termică mai ridicată, fiind mai rezistente la lumina solară şi la acţiunile atmosferice. Constanta lor dielectrică şi factorul de pierdere sînt invariabile pînă la o temperatură de peste 200°C. Figurile 1 şi 2 [1] arată comportarea lui tg δ şi a lui ε la diverse temperaturi în comparaţie cu alte răşini epoxidice.

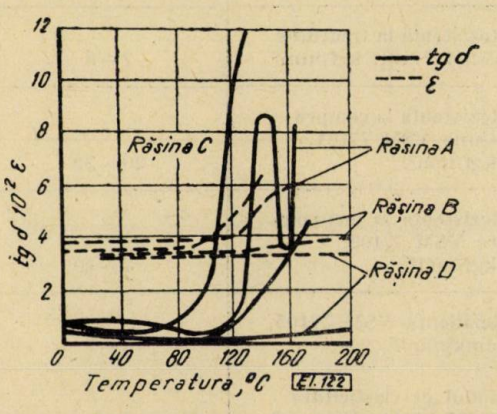


Fig. 2. Factorul de pierderi tg δ şi constanta dielectrică ε în funcţie de temperatură.

Răşina A: 100 părţi în greutate Araldit B (CT 200), 30 părţi în greutate întăritor HT 901, 24 h la 140°C;
Răşina B: 100 părţi în greutate Araldit CY 175, 95 părţi în greutate întăritor HT 907, 3 h la 80°C, 20 părţi în greutate flexibilizator DYO 40, 7 h la 120°C; 12 părţi în greutate accelerator DY 065;
Răşina C: 100 părţi în greutate Araldit F (CY 205), 100 părţi în greutate întăritor HY 905, 6 h la 120°C, 0,5 părţi în greutate accelerator DY061;
Răşina D: 100 părţi în greutate Araldit CY 175, 16 h la 120°C; 44 părţi în greutate întăritor HT 907, 4 h la 180°C.

De asemenea, rezistenţa la curenţii de suprafaţă, la conturnări şi la arc este mult îmbunătăţită faţă de aceea a răşinilor epoxidice bifenolice.

Printre deficienţele răşinilor epoxidice cicloalifatice se pot enumera:

— rezistenţele mecanice mult inferioare răşinilor epoxidice bifenolice;

— piesele turnate din aceste răşini sînt casante.

Studiile efectuate în vederea înlăturării deficienţelor constatate au dus la concluzia că din sisteme de răşini cicloalifatice compoundate cu accelerator, flexibilizator şi diverse umpluturi se

* Ing *S. Lucescu* este cercetător ştiinţific principal la I.C.P.E.

Tabela 1

Tipul răşinii epoxidice	Araldit B (CT 200)	Araldit F (CY 205)	Araldit CY 175	Araldit CY 175
Întăritor	HT 901	HY 905	HT 907	HT 907
Flexibilizator	—	DY 040	DY 040	—
Accelerator	—	DY 061	DY 065	—
Umplutură	făină de cuarţ	făină de cuarţ	făină de cuarţ	făină de cuarţ
Conţinutul amestecului în greutate	100 ; 30 ; 200	100 ; 100 ; 5 ; 1 ; 350	100 ; 95 ; 20 ;12 ; 420	100 ; 60 ; 300
Durata de întrebuinţare — la 80°C — la 120°C	— 60 la 120 min	60 la 80 min 10 la 15 min	45 la 60 min —	circa 24 ore 5 la 7 ore
Durata de întărire	14 ore la 140°C	3 ore la 120°C	3 ore la 120°C	24 ore la 130°C sau 24 ore la 200°C
Rezistenţa la tracţiune VSM 77101, kgf/mm²	7—8	6—8	3—4	3—4
Rezistenţa la compresiune VSM 77101, kgf/mm²	20—22	20—22	20—22	18—20
Rezistenţa la încovoiere VSM 77103, kgf/mm²	7—10	7—10	8—10	6—8
Rezilienţa VSM 77105, cmkg/mm²	6—7	3—5	6—8	3—4
Modul de elasticitate VSM 77111, kgf/mm²	1 300	2 000	1 500	2 000
Coeficientul de dilatare liniară, 1/c	$30—35.10^{-6}$	$35—40.10^{-6}$	$29—32.10^{-6}$	$29—32.10^{-6}$
Stabilitatea termică Martens DIN 53458, °C	110—120	80—90	125—135	210—230
Absorbţia de apă 10 zile la 20°C, %	0,25—0,35	0,10—0,80	0,20—0,30	0,20—0,30
Rezistenţa la curenţii de suprafaţă VDE 0303	T_2	T_5	T_5	T_5
Rezistenţa la radiaţii solare VDE 0303	L_1	L_1	L_1	L_4
Rezistenţa la temperaturi înalte VDE 0302	1	1	1	1
Tensiunea de străpungere la 20°C în ulei mineral, între bile cu diametrul de 50 mm, durata 1 minut, grosimea plăcilor 2 mm, kV_{ef}.	40—45	38—42	38—42	38—42

obţin piese turnate cu caracteristicile mecanice similare răşinilor epoxidice bifenolice şi cu caracteristicile electrice superioare. Tabela 1 face o comparaţie între proprietăţile diferitelor răşini epoxidice, bifenolice şi cicloalifatice cu umplutura din făină de cuarţ [1].

Din tabela 1 se poate constata că sistemul de răşină epoxidică cicloalifatică CY 175, avînd în componenţă flexibilizator, accelerator şi umplutură are aceleaşi proprietăţi mecanice, mai puţin rezistenţa la tracţiune, ca şi sistemul de răşină epoxidică bifenolic B (CT 200).

Tabela 2

Sistemul răşinii epoxidice de turnare	Structura chimică	Treapta de rezistenţă la curenţii de suprafaţă după o solicitare			
		temperatura ambiantă	100°C	120°C	150°C
Răşina solidă (echivalent epoxidic ≈ ≈ 400) anhidridă ftalică	răşină aromatică şi întăritor aromatic	T_4	T_4	T_1	T_1
Răşina fluidă (echivalent epoxidic ≈ ≈200) anhidrida hexahidrofatlică	răşină aromatică şi întăritor cicloalifatic	T_5	T_5	T_4	T_4
Araldit (CY 175) lichid (echivalent epoxidic ≈ 160) anhidridă hexahidroftalică	răşină cicloalifatică cu întăritor cicloalifatic	T_4	T_4	T_4	T_4

Tabela 3

Amestecul	Părţi în greutate	Începerea cercetării	Durata cercetării	Numărul curenţilor de măsurare			Observaţii
				35 mA	55 mA	105 mA	
Araldit B(CT 200) Întăritor HT901	100 30	28.11. 1961 "	după 6 săptămîni	19	11	1	urme de curenţi de suprafaţă, după patru săptămîni urme de arbore, după 8 săptămîni
Araldit B (CT 200) Întăritor HT 901 Făină de cuarţ	100 30 200	28.11. 1961	64 săptămîni	19	6	1	urme de curenţi de suprafaţă, după 10 săptămîni conturnează în special iarna
Araldit F (CY 200) Întăritor HT 907 Făină de cuarţ	100 80 200	21.3. 1962	43 săptămîni	8	1	1	urme de curenţi de suprafaţă, după 30 săptămîni conturnează în special iarna
Araldit B (CT 200) Întăritor HT 901 $Al_2O_3 3H_2O$	100 30 150	7.3. 1962	46 săptămîni	0	0	0	urme de curenţi de suprafaţă, după 37 săptămîni
Araldit B (CT 200) Întăritor HT 901 Făină de cuarţ lăcuit cu lac acrilic	100 30 200	17.1. 1962	59 săptămîni	1	0	0	urme de curenţi de suprafaţă, după şase săptămîni desfacerea lacului, după 12 săptămîni
Araldit B(CT 200) Întăritor HT 901 Făină de cuarţ Lăcuit cu lac poliuretanic	100 30 200	17.1. 1962	59 săptămîni	2	1	1	urme de curenţi de suprafaţă, după şase săptămîni desfacerea lacului, după 10 săptămîni
Araldit CY 175 HT 901 Făină de cuarţ	100 35	7.3. 1962	59 săptămîni	2	0	0	fără urme de curenţi de suprafaţă

Experimentări

Deoarece aspectul care interesează este comportarea la intemperii a materialelor epoxidice turnate, unii autori [4] consideră, ca un criteriu oarecum comparabil, comportarea acestor materiale la curenţii de suprafaţă; de aceea, din numărul mare de sisteme de răşini epoxidice folosite în industria electrotehnică au fost selecţionate trei tipuri de bază, care au fost expuse timp de 52 de săptămîni la temperaturi variind între 100°—150° şi 200°C, şi s-a măsurat rezistenţa la curenţii de suprafaţă.

Rezultatele acestor experimentări sînt redate în tabela 2 [4] din care reiese că la solicitări termice mai mari, sistemele de răşini cicloalifa-

Tabela 4

Răşina epoxidică	Unităţi de măsură	CY 204	CY 204	CY 111	CY 111
Întăritor		PSA[1]	H[2]	PSA[1]	H[2]
Durata de întărire		24 h la 140°C şi 6 h la 200°C			
Rezistenţa la încovoiere	kgf/cm²	730	780	750	710
Rezilienţa	kg.cm/cm²	14	16	12,5	14
Rezistenţa la tracţiune	kgf/cm²	520	510	500	520
Rezistenţa la compresiune	kgf/cm²	1900	1910	1820	1750
Modul de elasticitate	kgf/cm²	42.10^3	40.10^3	45.10^3	45.10^3
Stabilitate termică Martens	°C	165	150	198	170
Coeficientul de dilatare liniară	1/°C	5.10^{-5}	$5{,}3.10^{-5}$	$4{,}6.10^{-5}$	5.10^{-5}
Contracţia liniară la întărire	%	1,3	1,1	0,97	0,73
Tensiunea de străpungere la 2 mm	kV	48	50	46	50
Rezistenţa la curent de suprafaţă DIN 53480, trepte	T_5	T_5	T_5	T_5	T_5
Grosimea de ardere înăuntru noile trepte	mm	03 A3C	03 A3C	04 A3C	03 A3C
Rezistenţa la arc DIN 53484		L_4	L_4	L_4	L_4
Absorbţia de apă la 20°C, DIN 53472	%	1,02	1,03	0,82	0,79
U.V. Atestare		foarte bună	excelent	foarte bună	excelent

Tabela 5

Tipul răşinii	CY 175	CY 176	CY 178	CY 179
Viscozitatea la 25°CP	1500	200	9	3,5
Conţinut în epoxi echivalent, kg	6,2	5,5	4,7	7,2
Întăritor	HT 907	HY 915	HT 907	HT 907
Accelerator	DY 065	—	DY 065	DY 065
Rezistenţa la încovoiere, kgf/mm²	5—6	10—12	10—13	10—12
Rezilienţa, kgf.cm/cm²	3—6	12—13	15—25	12—14
Stabilitate termică după Martens, °C	160—180	140—145	70—80	160—170
tg δ (50 Hz) la 25°C	0,004	0,004	0,004	0,004
tg δ (50 Hz) la 100°C	0,004	0,005	0,005	0,005

tice se dovedesc superioare, avînd o comportare constantă.

Pentru a putea fi confirmată practic, comportarea la intemperii a pieselor turnate din rășini epoxidice, au fost confecționate 12 izolatoare suport din diferite sisteme epoxidice, compuse din cîte patru elemente. Ele au fost expuse într-un loc pe malul mării cu o umiditate medie anuală de 66—78% și cu o puternică impuritate atmosferică [1].

Cele 12 izolatoare au fost conexate în paralel sub o tensiune de 30 kV. Ca sursă de curent a servit un transformator de 30 kVA. Distanța de conturnare de-a lungul suprafeței izolatorului a fost de 400 mm, din care 89 nu au fost protejate împotriva ploilor.

Săptămînal au fost făcute măsurări în ceea ce privește urmele curenților de suprafață. Rezultatele acestor încercări sînt cuprinse în tabela 3 [1].

Din tabela 3 se vede că la izolatoarele din rășină epoxidică cicloalifatică nu s-a putut observa nici o urmă de curenți de suprafață, timp de 60 săptămîni, lucru care nu s-a putut observa la nici un alt izolator de încercare.

Produse noi

În urma cercetărilor efectuate, în ultimul timp s-au realizat noi tipuri de rășini cicloalifatice, CY 111 și CY 204, cum și CY 178, CY 169 [3] cu caracteristici mecanice superioare, apropiindu-se de cele ale rășinilor epoxidice bifenolice, iar materialele turnate din aceste rășini sînt mai flexibile. Toate aceste îmbunătățiri au fost aduse rășinilor cicloalifatice, fără a li se scădea treapta rezistenței la arc, care este L_4, excepțional de bună pentru un material izolant organic. Tabela 4 arată proprietățile rășinilor CY 111 și CY 204 cu întăritor anhidridă ftalică și anhidridă hexahidroftalică [3].

Tabela 5 arată comparativ proprietățile diferitelor rășini cicloalifatice [2].

Rezultate

Din cele expuse reies următoarele:

1. S-au realizat pe plan mondial rășini epoxidice cicloalifatice cu rezistențe mecanice similare rășinilor epoxidice bifenolice și cu rezistențe electrice superioare.

2. Cu toate că durata încercării pentru aprecierea definitivă a rezistenței în exterior sub tensiune electrică a izolatoarelor suport nu a fost suficientă, totuși se demonstrează că rășinile epoxidice cicloalifatice sînt mult mai adecvate acestui scop decît cele bifenolice.

3. Pe plan mondial continuă experimentarea rășinilor epoxidice cicloalifatice problema nefiind închisă.

4. Ținînd seamă de rezultatele obținute pînă în prezent reiese ca sarcină pentru viitor studierea variației diverșilor factori care compun compoundurile epoxidice cicloalifatice pentru obținerea unor caracteristici mecanice fizice și electrice optime. De asemenea, este necesară realizarea rășinilor cicloalifatice și la noi în țară.

Bibliografie

[1] *Stierli, R.* Epoxydharze für die Elektroindustrie. In: Kunststoffe **53**, nr. 8, 1963, p. 544—546.
[2] *Stierli, R.* Epoxydharze für die Elektroindustrie. In: ETZ—B **17**, nr. 20, 1965, p. 649—654.
[3] *Jellinek, K.* Neuere Entwicklungen auf dem Gebiete der Epoxydharze. In: Kunststoffe **55**, nr. 2, 1965, p. 75—84.
[4] *Nowak, P.* Isolierstoffprobleme in der Elektrotechnik. In: Kunststoffe **54**, nr. 6, 1964, p. 367—368.
[5] *Batzer, H., Erns, D.* și *Stierli, R.* Cycloaliplastische Epoxydharze. In: ETZ—B **15**, nr. 21, 1963, p. 595—599.
[6] *Lewis, R.* O trecere în revistă a unor noi tipuri de rășini epoxidice. In: British Plastics **35**, nr. 11, 1962.

Intrat în redacție la 15. II. 1966

Determinarea ecuației de funcționare a galvanometrului pentru electrocardiograf în vederea modelării lui pe o mașină de calcul**

Alexandru Vasiliu* — București

CZ 621.317.715.001.24:621.389

Îmbunătățirea performanțelor funcționale ale electrocardiografului cu două canale, fabricat la I.O.R., depindea, în mare măsură, de caracteristicile galvanometrului lui inscriptor.

Modul în care diferiți parametri constructivi ai galvanometrului influențau asupra caracteristicilor lui putea fi analizat cunoscîndu-se ecuația lui de funcționare.

O dată cunoscută această ecuație și verificată experimental se putea trece la modelarea galvanometrului pe o mașină analogică de calcul.

În acest fel operațiile legate de proiectarea unor galvanometre cu caracteristici ameliorate, de analiza comportării lor în regim tranzitoriu și a performanțelor lor erau mult ușurate, reducîndu-se simțitor volumul de calcule și de prototipuri necesare a fi executate.

Analizîndu-se condițiile specifice la I.O.R., colectivul de proiectare a hotărît alegerea tipului de galvanometru inscriptor cu bobină de comandă fixă. Pentru acest tip constructiv s-a

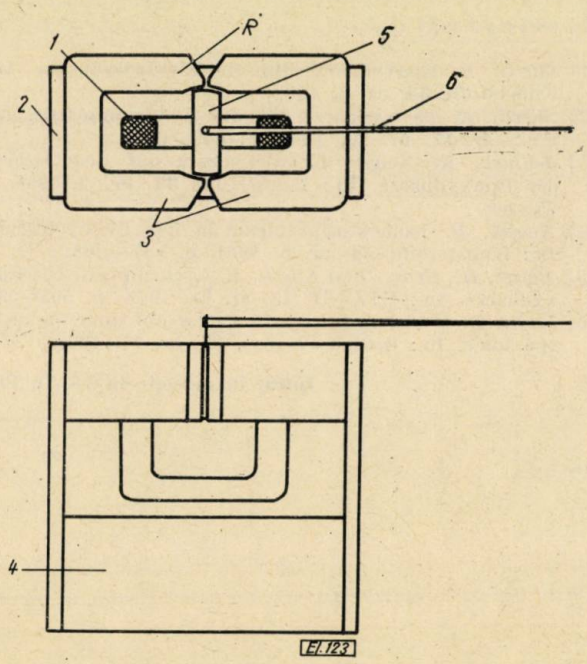


Fig. 1. Schiță cu două vederi a galvanometrului inscriptor în zona *A*.

trecut la calcularea ecuației de funcționare. Schița de principiu a galvanometrului inscriptor cu bobină de comandă fixă este dată în figura 1, în care : *1.* bobină de comandă ; *2.* jug ; *3.* piese polare ; *4.* magnet permanent de excitație ; *5.* miezul mobil ; *6.* acul inscriptor ; *R.* zonă reprodusă mărită în figura 2.

Analiza performanțelor funcționale ale galvanometrului inscriptor se face în diverse regimuri de funcționare, dintre care cele mai importante sînt următoarele :

1 — regimul de funcționare la semnalul treaptă ;

2 — regimul de funcționare cu tensiune sinusoidală.

În calculul care urmează se analizează funcționarea galvanometrului în regimul 1 care permite definirea celor mai importante performanțe funcționale ale lui.

1. Introducere în calcul

Ecuația de funcționare a acestui galvanometru va fi de tipul :

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = M,$$

în care :

α este valoarea unghiului de rotație a miezului mobil al galvanometrului ;
J — momentul de inerție al echipajului mobil ;
A — constanta de frecare a sistemului ;
M — cuplul electromagnetic activ.

Se observă că pentru rezolvarea acestei ecuații este necesară calcularea cuplului electromagnetic activ care apare la aplicarea semnalului treaptă de curent în bobina de comandă a galvanometrului.

Metoda de calcul folosită pentru aceasta este o metodă originală stabilită prin aplicarea principiilor generale de calcul al forțelor electromagnetice la cazul particular al acestui galvanometru.

2. Calculul cuplului electromagnetic

Etapele acestui calcul vor fi următoarele :

2.1. Stabilirea schemei echivalente a circuitului magnetic și rezolvarea ei.

2.2. Calculul cuplului și determinarea funcției $M = M(i_c, \alpha)$.

2.1. Stabilirea schemei echivalente a circuitului magnetic și rezolvarea ei. În cadrul calculelor s-au făcut următoarele ipoteze simplificatoare :

— s-a neglijat influența reluctanțelor în fier, luîndu-se în considerare numai valorile reluctanțelor în aer ;

* Ing. *Al. Vasiliu* lucrează în cadrul serviciului tehnic al I.I. Electrofar.

** Lucrarea a fost executată de autor în calitate de membru al colectivului de specialiști, numit prin Ordinul 52/1962 al M.M.C.M. pentru proiect IPAEIA nr. 1872/1962, I.O.R.

— s-a neglijat influența fluxurilor de scăpări;

— s-a considerat neglijabilă durata procesului tranzitoriu care are loc din momentul aplicării treptei de tensiune u_c pînă la stabilizarea treptei de curent i_c.

În figura 2 este prezentată mărită zona R din figura 1. Ținînd seamă de figurile 1 și 2, în figura 3 s-a schițat schema echivalentă a circuitului magnetic al galvanometrului, luînd în considerare ipotezele simplificatoare prezentate.

În aceste figuri s-a notat: R_Δ — reluctanța corespunzătoare cîmpului din zona A; R_{δ_1} — reluctanța corespunzătoare cîmpului în zona C; R_{δ_2} — reluctanța corespunzătoare cîmpului în zona B; θ_1 — solenația bobinei de excitație a galvanometrului (în cazul în care galvanometrul este construit cu magnet permanent, solenația echivalentă a magnetului permanent); θ_2 — solenația bobinei de comandă.

Formulele [1] de calcul ale reluctanțelor menționate au fost stabilite folosindu-se metoda

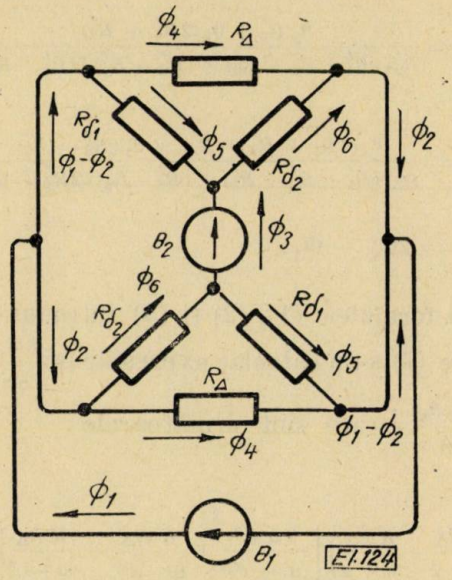


Fig. 2. Zona R mărită.

de aproximare a liniilor de cîmp prin segmente de dreaptă și arce de cerc:

$$R_{\delta_1} = \frac{K}{a-\alpha}; \quad R_{\delta_2} = \frac{K}{a+\alpha}, \tag{1}$$

$$R_\Delta = \frac{R_{\Delta_1} \cdot R_{\Delta_2}}{R_{\Delta_1} + R_{\Delta_2}}, \tag{2}$$

în care:

$K = \dfrac{360 \ln \dfrac{r_2}{r_1}}{2\pi \mu_0 L}$, iar $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ H/cm este permeabilitatea aerului;

$$R_{\Delta_1} = \frac{1}{C \ln \dfrac{R_2}{R_1}} \text{ și } C = \frac{360\, \mu_0 L}{2\pi \alpha_M}; \tag{3}$$

$$R_{\Delta_2} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l}{hL}. \tag{4}$$

Notațiile diverșilor parametri constructivi ai circuitului magnetic sînt cele din figura 2, iar L este înălțimea medie.

Schema echivalentă a circuitului magnetic din figura 3 a fost transfigurată pentru ușurința

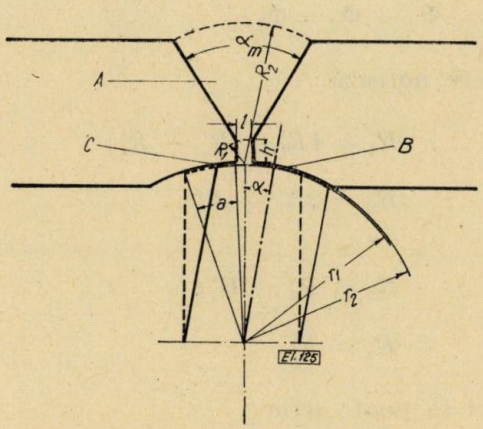


Fig. 3. Schema echivalentă netranspusă.

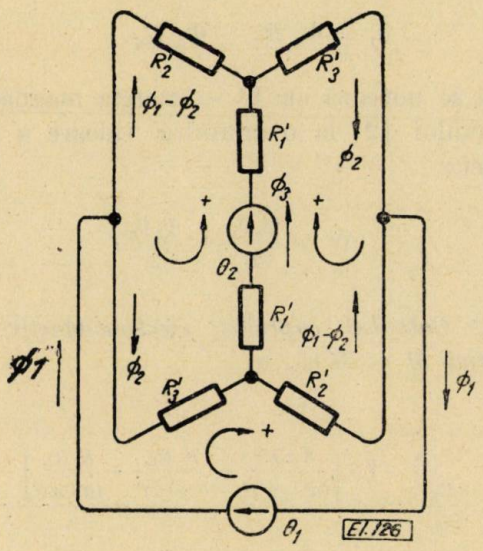


Fig. 4. Schema echivalentă transpusă.

rezolvării în schema echivalentă din figura 4, în care valorile R_1', R_2' și R_3' au fost calculate conform teoremei transfigurării din triunghiu în stea după formulele următoare:

$$R_1' = \frac{R_{\delta_1} R_{\delta_2}}{\sqrt{R_{\delta_1} R_{\delta_2} + R_\Delta R_{\delta_1} + R_\Delta R_{\delta_2}}};$$

$$R_2' = \frac{R_\Delta R_{\delta_1}}{\sqrt{R_{\delta_1} R_{\delta_2} + R_\Delta R_{\delta_1} + R_\Delta R_{\delta_2}}};$$

$$R_3' = \frac{R_\Delta R_{\delta_2}}{\sqrt{R_{\delta_1} R_{\delta_2} + R_\Delta R_{\delta_1} + R_\Delta R_{\delta_2}}}. \tag{5}$$

Ecuațiile care se pot scrie în schema din figura 4 sînt :

$$\begin{cases} \theta_2 = 2R_1' \Phi_3 - R_2' (\Phi_1 - \Phi_2) + R_3' \Phi_2 \\ \theta_1 = R_2' (\Phi_1 - \Phi_2) + R_3' \Phi_2 \\ \Phi_1 - \Phi_2 + \Phi_3 = \Phi_2. \end{cases} \tag{6}$$

Dacă se notează :

$$\begin{aligned} R_1 &= 4R_1' + R_2' + R_3'; \\ R_2 &= 2R_1' + R_2'; \\ R_3 &= R_3' - R_2'; \\ R_4 &= R_2', \end{aligned} \tag{7}$$

atunci se poate scrie :

$$\begin{aligned} \theta_2 &= \Phi_2 R_1 - \Phi_1 R_2; \\ \theta_1 &= \Phi_2 R_3 + \Phi_1 R_4. \end{aligned} \tag{8}$$

Dacă se notează cu W — energia magnetică a sistemului [2] la o anumită valoare a lui α, atunci :

$$W = \frac{\Phi_1 \theta_1}{2} + \frac{\Phi_3 \theta_2}{2}. \tag{9}$$

2.2. Calculul cuplului electromagnetic și a funcției $M = M(i_c, \alpha)$

Cuplul electromagnetic se va calcula cu formula [2] :

$$M = -\left(\frac{\partial W}{\partial \alpha}\right)_{\Phi = \text{ct.}} \tag{10}$$

Cu formulele (8) și (9) introduse în formula (10) se calculează formula cuplului electromagnetic activ M.

$$M = \frac{\Phi_1 \Phi_3}{2} \frac{\partial R_2}{\partial \alpha} - \frac{\Phi_1 \Phi_2}{2} \frac{\partial R_3}{\partial \alpha} - \frac{\Phi_1^2}{2} \frac{\partial R_4}{\partial \alpha} - \frac{\Phi_2 \Phi_3}{2} \frac{\partial R_1}{\partial \alpha}. \tag{11}$$

În această formulă valorile lui Φ_1, Φ_2 și Φ_3 sînt următoarele, obținute prin rezolvarea sistemului de ecuații (6) :

$$\begin{aligned} \Phi_2 &= \frac{\theta_2 R_2' + \theta_1 (2R_1' + R_2')}{R_2'(4R_1' + R_2' + R_3') + (R_3' - R_2')(2R_1' + R_2')}; \\ \Phi_1 &= \frac{\theta_1 (4R_1' + R_2' + R_3') - \theta_2 (R_3' - R_2')}{R_2'(4R_1' + R_2' + R_3') + (R_3' - R_2')(2R_1' + R_2')}; \\ \Phi_3 &= 2\Phi_2 - \Phi_1. \end{aligned} \tag{12}$$

Din formulele (1), (2) și (5) introduse în formulele (7) s-au calculat expresiile lui $\frac{\delta R_1}{\delta \alpha}$, $\frac{\delta R_2}{\delta \alpha}$, $\frac{\delta R_3}{\delta \alpha}$, $\frac{\delta R_4}{\delta \alpha}$, care sînt următoarele :

$$\frac{\partial R_1}{\partial \alpha} = \frac{\sqrt{S}\left[\frac{8\alpha K^2}{(a^2-\alpha^2)^2} + \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2} - \frac{K R_\Delta}{(a+\alpha)^2}\right] - \frac{1}{2\sqrt{S}}\left(\frac{4K^2}{a^2-\alpha^2} + \frac{K R_\Delta}{a-\alpha} + \frac{K R_\Delta}{a+\alpha}\right)\left[\frac{2\alpha K^2}{(a^2-\alpha^2)^2} + \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2} - \frac{K R_\Delta}{(a+\alpha)^2}\right]}{S};$$

$$\frac{\partial R_2}{\partial \alpha} = \frac{\sqrt{S}\left[\frac{4K^2\alpha}{(a^2-\alpha^2)^2} + \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2}\right] - \frac{1}{2\sqrt{S}}\left(\frac{2K^2}{a^2-\alpha^2} + \frac{K R_\Delta}{a-\alpha}\right)\left[\frac{2K^2\alpha}{(a^2-\alpha^2)^2} + \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2} - \frac{K R_\Delta}{(a+\alpha)^2}\right]}{S};$$

$$\frac{\partial R_3}{\partial \alpha} = \frac{\sqrt{S}\left[-\frac{K R_\Delta}{(a+\alpha)^2} - \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2}\right] - \frac{1}{2\sqrt{S}}\left[\frac{K R_\Delta}{a+\alpha} - \frac{K R_\Delta}{a-\alpha}\right]\left[\frac{2\alpha K^2}{(a^2-\alpha^2)^2} + \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2} - \frac{K R_\Delta}{(a+\alpha)^2}\right]}{S};$$

$$\frac{\partial R_4}{\partial \alpha} = \frac{\sqrt{S}\left[\frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2}\right] - \frac{1}{2\sqrt{S}} \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)}\left[\frac{2K^2\alpha}{(a^2-\alpha^2)^2} + \frac{K R_\Delta}{(a-\alpha)^2} - \frac{K R_\Delta}{(a+\alpha)^2}\right]}{S}, \tag{13}$$

în care $S = R_{\delta_1} R_{\delta_2} + R_{\delta_1} R_\Delta + R_{\delta_2} R_\Delta$.

3. Determinarea unei forme modelabile pentru ecuația galvanometrului

Pentru a putea rezolva ecuația diferențială pe mașina analogică de care dispunea I.P.A. era necesar să se găsească o expresie mai simplă a legăturii dintre i_c — impulsul treaptă de curent și valoarea cuplului M. Într-adevăr, se observă că formula (11) indică legătura dintre M și i_c prin intermediul valorilor Φ_1, Φ_2, Φ_3 din formulele (12), în care i_c apare în expresia $\theta_2 = W_c i_c$, W_c fiind numărul de spire al înfășurării de comandă.

S-a procedat în felul următor.

Pe un prototip realizat s-au aplicat formulele calculate. În acest fel cu datele prototipului și cu formula (11) s-a calculat funcția $M = M(\alpha, i_c)$.

Datele constructive ale prototipului erau următoarele :

$L = 19$ mm ; $R_1 = 1$ mm ; $l = 1$ mm ;

$r_1 = 11{,}5$ mm ; $R_2 = 9$ mm ; $h = 1{,}5$ mm ;

$r_2 = 11{,}6$ mm ; $\alpha_M = 60°$; $a = 15°45'$;

W_e — spire în înfășurarea de excitație = = 12 000 sp ;

W_c — spire în înfășurarea de comandă = = 10 000 sp ;

i_e — curentul de excitație = 40 mA.

Date fiind dimensiunile acului inscriptor și considerațiile legate de valoarea impulsurilor de comandă la care avea să funcționeze galvanometrul, se știa că $\alpha \leqslant 7°$.

În aceste condiții s-a calculat pentru α, variind din grad în grad de la 0 la 7° și pentru i_c, variind din 2 în 2 mA de la 0 la 14 MA funcția $M = M(\alpha, i_c)$. Punctele calculate au fost înscrise în graficul din figura 5. Se observă că pentru fiecare valoare a lui i_c punctele se așază pe niște drepte care au fost trasate cu linie continuă în graficul din figura 5.

Aceste drepte sînt descrise cu o bună aproximație de ecuația :

$$M = K_1 i_c + (K_2 + K_3 i_c)\,\alpha. \qquad (14)$$

Dreptele descrise de ecuația (14) au fost trasate cu linie întreruptă în figura 5 și se observă că se apropie foarte mult de cele calculate prin formula (11).

Desigur că în practica de proiectare a unor galvanometre cu performanțe ameliorate pot apărea cazuri în care să fie necesare variații în limite largi ale datelor constructive ale galvanometrului, în comparație cu datele prototipului folosit. În asemenea cazuri de fiecare dată se va calcula funcția $M = M(\alpha, i_c)$ cu formulele (11), (12), (13) și observîndu-se configurația ei se vor găsi de la caz la caz aproximații care să facă comodă modelarea. În cazul în care se

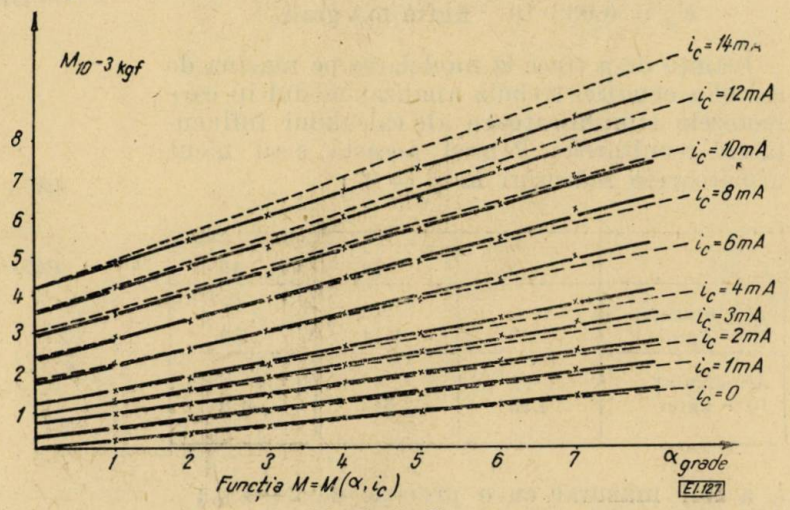


Fig. 5. Grafic.

dispune de o mașină analogică de calcul cu un număr suficient de mare de amplificatoare operaționale se pot folosi direct formulele (11), (12) și (13), iar problema unor asemenea aproximații nu se mai pune.

Ecuația diferențială care descrie funcționarea galvanometrului inscriptor devine :

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = K_1 i_c + (K_2 + K_3 i_c)\,\alpha, \qquad (15)$$

în care constantele K_1, K_2 și K_3 au fost determinate analizînd familia de drepte trasate cu linie continuă în figura 5.

Această ecuație putea fi modelată pe mașina analogică de calcul de la I.P.A. Modelarea permitea să se observe modul în care modificarea diverșilor parametri constructivi ai prototipului analizat influența performanțele lui.

Înainte de a trece la modelare se cereau a fi determinați parametrii A și D. Problemă de specific mecanic, calculul acestor parametrii nu a fost dezvoltat în acest articol. În practica de proiectare, determinarea acestor constante se face fără dificultăți deosebite.

În cazul nostru, determinarea a fost făcută experimental, analizîndu-se oscilațiile libere ale galvanometrului [3]. Rezultatele au fost următoarele :

$$J = 0{,}0745 \cdot 10^{-7} \text{ kgfm s}^2/\text{grad} ;$$

$$A = 3{,}53 \cdot 10^{-7} \text{ kgfm s/grad} ;$$

$$D = 0{,}755 \cdot 10^{-3} \text{ kgfm/grad}.$$

De asemenea, valorile constantelor din ecuația (14) sînt :

$$K_1 = 0{,}297 \cdot 10^{-3} \text{ kgfm/mA};$$

$$K_2 = 0{,}182 \cdot 10^{-3} \text{ kgfm/grad};$$

$$K_3 = 0{,}038 \cdot 10^{-3} \text{ kgfm/mA grad}.$$

Înainte de a trece la modelarea pe mașina de calcul a ecuației trebuia analizat modul în care ipotezele simplificatoare ale calculului influențaseră rezultatele. Pentru aceasta s-au făcut următoarele măsurări la $\alpha = 0°$:

i_c mA	5	10	15
M măsurat 10^{-3} kgfm	1,9	3,14	5,3
M calculat 10^{-3} kgfm	1,48	2,942	4,8

i_c a fost măsurat cu o precizie de 2—4%;
M a fost măsurat cu o precizie de 4 — 6%.

De asemenea, sistemul de măsură nu a permis ca măsurările să se facă respectînd cu strictețe condiția $\alpha = 0°$.

Ținînd seamă de toate acestea se poate considera că rezultatele calculului se apropie satisfăcător de cele măsurate.

Faptul că toate valorile măsurate au fost mai mari decît cele calculate se explică prin aceea că nu s-a putut asigura la măsurătoare, cu suficientă precizie, condiția $\alpha = 0°$ și, după cum se observă din calcule, la $\alpha = 1°$ valorile cuplului înregistrează deja creșteri de ordinul 25%.

De asemenea, faptul că în calcule a fost neglijată valoarea reluctanțelor în fier nu a influențat apreciabil rezultatele. Se observă, într-adevăr, că în condițiile cele mai defavorabile $i_c = 14$ mA și $\alpha = 7°$, valoarea inducției în miezul central este 0,61 T, adică departe de valorile de saturație la care reluctanțele în fier ajung comparabile cu reluctanțele în aer.

4. Prezentarea rezultatelor modelării ecuației galvanometrului

În aceste condiții s-a trecut deci la modelarea ecuației (15) pe mașina analogică de calcul.

Prezentarea amănunțită a operațiilor legate de modelarea ecuației, cum și concluziile privind tehnica folosirii rezultatelor modelării în proiectarea unor galvanometre cu performanțe superioare au făcut obiectul proiectului IPAEIA nr. 1872/1962. Deoarece scopul acestui articol l-a constituit prezentarea unei metode originale de determinare a ecuației de funcționare a galvanometrului, în încheiere se face doar o expunere generală a problemelor care au făcut obiectul proiectului amintit.

Performanțele care caracterizează funcționarea galvanometrului în acest regim sînt următoarele :

— suprareglarea, σ, %;
— timpul de răspuns, t_s;
— timpul de creștere, t_c.

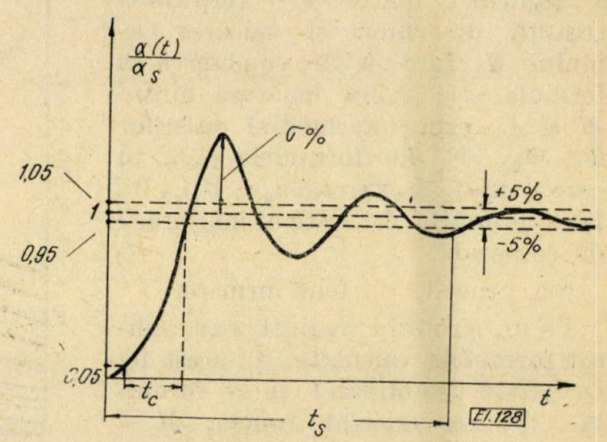


Fig. 6. Performanțe în regim dinamic.

Pentru ușurința analizei influenței diverșilor parametri constructivi asupra performanțelor galvanometrului s-au introdus următoarele notații :

$$h = \frac{J}{J_0}; \quad g = \frac{D}{D_0}; \quad \eta_1 = \frac{K_1}{K_{10}};$$

$$\eta_2 = \frac{K_2}{K_{20}}; \quad \eta_3 = \frac{K_3}{K_{30}}, \qquad (16)$$

în care J_0, D_0, K_{10}, K_{20} și K_{30} sînt valorile parametrilor pentru prototipul analizat. J, D,

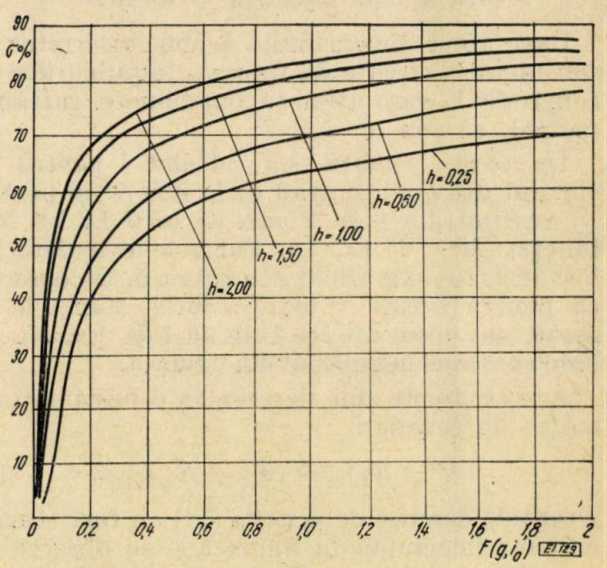


Fig. 7. Influența parametrilor constructivi asupra suprareglării.

K_1, K_2, K_3 sînt valorile modificate în vederea ameliorării performanțelor galvanometrului.

Deoarece din considerații privind soluția constructivă aleasă (suspensie pe rulmenți,

înregistrare pe hîrtie termografică), parametrul A (constanta de frecări a sistemului) nu poate fi modificat sensibil, influența lui asupra performanțelor galvanometrului nu a fost analizată.

Metoda de programare pe calculatorul analogic [4] a indicat utilă gruparea a trei dintre indicii menționați la (16) într-o singură funcție $F(g, I_0)$:

$$F(g, I_0) = g - 0{,}24\ \eta_2 - \frac{I_0}{20}\ \eta_3, \qquad (17)$$

în care i_c — semnalul de treaptă de curent este :

$$i_c = I_0\, U_e(t),\ U_e(t)\ 0 \text{ la } t<0;\ 1 \text{ la } t \geqslant 0. \qquad (18)$$

De asemenea, s-a observat că valoarea staționară a lui α — deviația miezului mobil, poate fi calculată cu formula :

$$\alpha_s = 0{,}393\ \frac{\eta_1 I_0}{F(g,\ I_0)}. \qquad (19)$$

Rezultatele modelării pe calculatorul analogic au fost concretizate în următoarele familii de curbe :

$$\begin{aligned} \sigma &= \sigma(h, F), \\ t_c &= t_c(h, F), \\ t_s &= t_s(h). \end{aligned} \qquad (20)$$

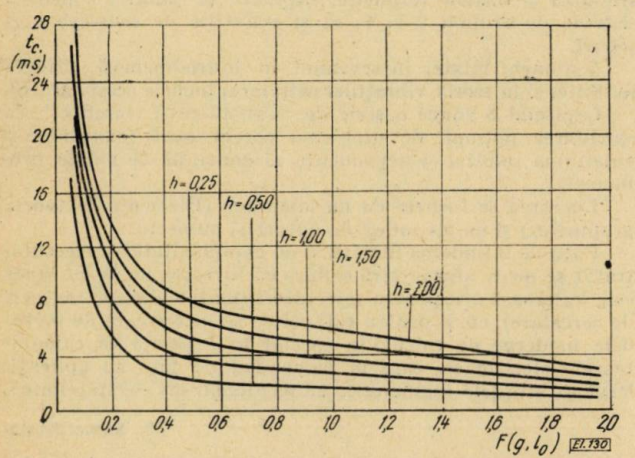


Fig. 8. Influența parametrilor constructivi asupra timpului de creștere.

Familiile de curbe menționate permit să se analizeze influența diverșilor parametri constructivi asupra performanțelor în regim dinamic ale galvanometrului.

Desigur, în practica de proiectare, întrebuințarea acestor diagrame va da valori cu atît mai apropiate de realitate cu cît modificările analizate nu vor influența sensibil starea de saturație a circuitului magnetic. Folosirea unor materiale cu caracteristici magnetice superioare va permite extinderea domeniului în care metoda prezentată își păstrează valabilitatea.

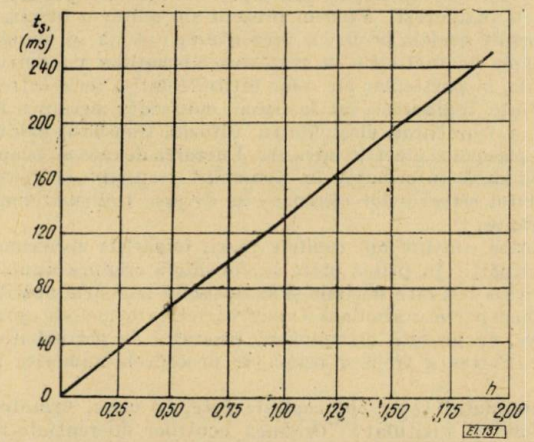


Fig. 9. Influența momentului de inerție a echipajului mobil asupra timpului de răspuns.

5. Concluzii

— Determinarea ecuației de funcționare a galvanometrului pentru electrocardiograf, printr-o metodă originală, a permis analizarea comportării lui în regimul dinamic la semnalul treaptă de curent.

— Modelarea acestei ecuații pe un calculator analogic a permis să se stabilească influența diverșilor parametri constructivi asupra performanțelor regimului dinamic.

— Ipotezele simplificatoare ale calculului au restrîns oarecum domeniul de aplicabilitate a rezultatelor analizei, permițînd totuși să se tragă concluzii interesante asupra mijloacelor care duc la ameliorarea performanțelor funcționale ale galvanometrului electrocardiografului.

Bibliografie

[1] *Steinberg, C.* Teoria și proiectarea aparatelor electrice, vol. I, cap. II. București, Editura didactică și pedagogică, 1964.

[2] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. II, partea a IV-a. București, Editura energetică de stat, 1954.

[3] *Popescu, Al.* Îndreptar pentru lucrări de laborator de măsuri electrice și magnetice. București, Litografia învățămîntului, 1957, L 17 bis.

[4] Proiect IPAEIA, nr. 1872/1962, I.O.R.

Intrat în redacție la 5.I.1966

RECENZII

CZ 517.9 : 62

W.F. AMES. **Ecuaţii cu derivate parţiale neliniare în ştiinţele inginereşti** (Non Linear Partial Differential Equations in Engineering). New York, Londra, Academic Press, 1965, 511 pag.

Literatura de specialitate conţine o mare varietate de lucrări privind aplicaţiile ecuaţiilor cu derivate parţiale în ştiinţele inginereşti. Pînă în prezent nu exista o lucrare de proporţiile aceleia pe care o prezentăm, care să se ocupe în întregime de metodele de rezolvare a ecuaţiilor cu derivate parţiale, în particular ale celor întîlnite într-o serie întreagă de ştiinţe inginereşti sau în fizică, cum sînt : mecanica fluidelor, a vibraţiilor, elasticitatea, difuzia, transferul căldurii, fizica plasmei şi electricitatea etc. Lucrarea de care ne ocupăm consolidează informaţia în domeniul respectiv şi reflectă rezultatul cercetărilor efectuate în diverse şcoli matematice şi termice.

Cartea conţine opt capitole mari, împărţite aproximativ în trei părţi. În prima parte se consideră originea anumitor ecuaţii cu derivate parţiale şi se dezvoltă metodele analitice. În a doua parte se studiază o mare varietate de metode aproximative, ca procese asimptotice, procedee de perturbaţie şi altele. Partea a treia se ocupă de procedeele numerice speciale.

Conţinutul celor opt capitole este, în mare, următorul. Capitolul 1, intitulat : "Originea ecuţiilor diferenţiale neliniare", ne introduce în istoria apariţiei şi dezvoltării acestor ecuaţii. Autorul atrage atenţia asupra faptului că, deşi ipoteza liniarităţii domină ca un postulat fundamental domenii considerabile ale matematicii, natura, fără a ţine seamă de acest postulat, este esenţialmente neliniară. Aceasta înseamnă că modelul matematic al fenomenelor naturale trebuie să fie neliniar.

În continuare se discută noţiunea de neliniaritate, inaplicabilitatea principiului superpoziţiei clasice şi se introduc ecuaţiile cu derivate parţiale ale hidrodinamicii, dinamicii gazelor, oscilaţiilor electrostatice ale plasmei, ale mecanicii solidului şi alte cîteva exemple diferite (de exemplu : fluxul de căldură generat de o reacţie chimică).

În capitolul 2 "Transformări şi soluţii generale", după o scurtă introducere se studiază transformările variabilelor dependente şi ale celor independente, ca şi transformările mixte. Se indică apoi soluţiile generale ale ecuaţiilor de ordinul 1 şi 2 şi se dă un tablou în care se sintetizează rezultatele obţinute în acest capitol.

Un capitol dedicat metodelor exacte de rezolvare este capitolul 3. În acest capitol, autorul expune metode exacte de găsire a soluţiei pentru o serie de cazuri în care acest lucru este posibil, cum este cazul sistemelor cvasiliniare şi al ecuaţiei Poisson-Euler-Darboux. De asemenea, sînt tratate : ecuaţia vibraţiilor unei coarde neliniare şi alte exemple din teoria cvasiliniară. Capitolul mai cuprinde metoda directă a separării variabilelor.

În capitolul "Metode analitice ajutătoare" (capitolul 4) se indică soluţia pentru ecuaţiile magnetogazodinamicii şi utilitatea coordonatelor lagrangeiene. Urmează apoi o discuţie asupra asemănării soluţiilor din punctul de vedere al unui grup de parametri, din punctul de vedere al separării variabilelor ; asemănarea şi legile de conservare, comentarii asupra grupurilor de transformări şi asemănarea aplicată la probleme la limită se încadrează, de asemenea, în acest capitol. În continuarea capitolului 4 se expun metodele ecuaţiei integrale şi metoda hodografului (cu exemplificări pe o problemă simplă şi pe probleme mai complicate). Capitolul se încheie cu aplicarea asemănării soluţiei în cazul transferului de căldură şi de masă.

Metodele aproximative, care sînt studiate în capitolul 5, prezintă un mare interes practic, deoarece este ştiut că în majoritatea cazurilor soluţia exactă este, practic, imposibil de obţinut. Capitolul cuprinde deservirea metodei perturbaţiilor : perturbaţii în teoria vibraţiilor, în oscilaţiile plasmei, în elasticitate. Se dau şi cîteva exemple de aplicaţie. Capitolul mai conţine metoda de aproximaţie a fluxului lîngă o sferă, aproximaţiile asimptotice, soluţiile asimptotice în difuzia cu reacţie şi se încheie cu problemele matematice ale metodelor de aproximaţie.

Tot de metode aproximative se ocupă şi capitolul 6. Este vorba aici de "Metode de aproximare auxiliare", cum sînt : soluţiile iterative pentru ecuaţia $\nabla^2 = bu^2$, dezvoltarea în serie a soluţiei şi soluţia pentru ecuaţia undelor călătoare prin serii. Tot aici mai intervin şi metodele integrale în mecanica fluidelor şi condiţii la limită neliniare.

Un capitol esenţial pentru eventuale aplicaţii este capitolul 7, intitulat "Metode numerice". Matematicienii, ca şi inginerii care lucrează cu maşinile electronice de calcul, vor putea găsi metode adecvate pentru rezolvarea prin metode numerice a ecuaţiilor cu derivate parţiale. Inginerul electrotehnician este poate cel mai interesat în cunoaşterea şi folosirea acestor metode.

După o scurtă introducere, se tratează metodele numerice de rezolvare pentru patru cazuri : ecuaţia parabolică, eliptică, hiperbolică şi sistemele mixte.

Metodele de calcul numeric pentru ecuaţia parabolică se referă la sistemele parabolice neliniare, ca şi la ecuaţia parabolică cvasiliniară. O problemă de natură matematică, dar cu implicaţii fizice, este aceea a tratării singularităţilor. Mai interesează, de asemenea, o metodă de ordinul 2 pentru ecuaţia : $Lu = f(x, t, u)$ şi soluţiile ecuaţiei undelor călătoare. Se aplică metoda diferenţelor finite la ecuaţia cu condiţii la limită şi la alte ecuaţii parabolice neliniare.

Pentru ecuaţii eliptice se aplică metoda diferenţelor finite în două dimensiuni. Ca exemplu se rezolvă ecuaţia : $Au = v$. Se expun, de asemenea, metode iterative de punct şi de bloc. Se trateată şi cazul singularităţilor.

Ecuaţiile hiperbolice neliniare se tratează cu ajutorul metodei caracteristicilor (după ce se studiază proprietăţile lor). Pentru această metodă se indică şi modul de calcul numeric. Se face şi o discuţie generală asupra metodei diferenţelor finite pentru ecuaţii hiperbolice neliniare. Se mai studiază şi metode implicite, explicite şi "hibride", pentru sisteme de ordinul 2 şi 1, ca şi ecuaţiile de conservare şi şocuri.

Sistemele mixte, intervenind în hidrodinamică, difuzia radiaţiei şi în teoria vibraţiilor neliniare, încheie acest capitol.

Capitolul 8 aduce o serie de "Consideraţii teoretice", ca elucidarea noţiunii de problemă corect pusă (existenţa şi unicitatea soluţiei şi dependenţa ei continuă de datele problemei).

Lucrarea se încheie cu un apendice (Elemente de teoria grupurilor) şi cu un index de autori şi subiecte.

Faţă de întinderea lucrării şi de complexitatea subiectului tratat se poate afirma fără ezitare că lucrarea lui W.F. Ames este valoroasă atît pentru cercetători (matematicieni, ingineri de cercetare), cît şi pentru toţi cei ce se interesează de metodele moderne de calcul, în special în legătură cu calculatoarele electronice, care în momentul de faţă au aplicaţii largi în ştiinţele inginereşti, în particular în electrotehnică.

Fl. Stănciulescu

CZ 621.315.611/615 : 537.311.1

Procese fundamentale în izolanţi solizi şi lichizi (Processus fondamentaux dans les isolants solides et liquides). In : Revue Générale de L'Électricité (R.G.E.), tom. **74**, nr. 11, noiembrie 1965 şi nr. 12, decembrie 1965.

Se discută, în 14 articole, o serie de probleme teoretice şi practice privitoare la procesele de bază în izolatoare solide şi lichide. Dăm în continuare rezumatele acestor articole.

1. *R. Freymann.* Progresele aduse de defectele din reţea la studiul proprietăţilor dielectricilor (Progrès apportes par la notion de défauts de réseau à l'études des propriétés diélectriques). In : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 993—995, 19 ref. bibl. După o scurtă prezentare a concepţiilor privind proprietăţile dielectricilor solizi, lichizi şi a compuşilor organici se arată comportarea fiecărui tip de dielectric în cazul defectelor din reţele, indicîndu-se remedierea neajunsurilor constatate.

2. *M. Curien* şi *I. Pitiau.* Disocierea, precipitarea şi asocierea impurităţilor cationice divalente în LiF (Dissolution, précipitation et association des impuretés cationiques divalentes dans LiF). In : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 996, 6 ref. bibl. Prezenţa impurităţilor divalente în halogenii alcalini antrenează pierderi dielectrice datorită relaxării dipolilor formaţi prin asocierea atomilor de impurităţi cu golurile cationice. Se studiază cinetica variaţiei spontane a numărului de dipoli în cazul fluorurii de litiu (LiF) şi se expun concluziile obţinute.

3. *F. Forlani* şi *N. Minaja.* Metode noi în studiul interfeţelor Si—SiO_2 (Nouvelles méthodes dans l'étude de l'interface Si—SiO_2). In : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 997—1002, 10 fig., 18 ref. bibl. Se analizează structura Si—SiO_2—Al conţinînd SiO_2 printr-o pătură mică a dielectricului. Prin studiul fenomenelor de conducţie se arată că există posibilitatea determinării sarcinii distribuită în interiorul dielectricului. Aplicînd metode de măsură cunoscute şi aplicate la structura metal-oxid-semiconductor şi iluminînd eşantionul se obţin distribuţia cîmpului în interiorul dielectricului şi concentraţia siliciului.

Măsurarea conductibilităţii sub iluminarea permanentă permite obţinerea informaţiilor suplimentare privind fenomenele ce apar la suprafeţele de contact Si—SiO_2 sub efectul unui cîmp aplicat.

4. *R. Desbrandes.* Contribuţii la studiul interacţiunii vibratorii la contactul dintre metal şi dielectric. (Contribution à l'étude des interactions vibrationelles au contact métal-diélectrique). In : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 1003—1008, 8 fig., 10 ref. bibl. Se studiază o serie de probleme teoretice legate pe zonele de contact dintre metale şi dielectrici. După o serie de generalităţi care lămuresc fenomenele de bază, se examinează joncţiunile şi limitele reţelei cristaline.

5. *A. Nosseir, R. Mawley* şi *R. Lawrence.* Cercetări recente asupra proceselor fundamentale în dielectrici lichizi sub influenţa cîmpurilor electrice puternice (Recherches récentes sur les processus fondamentaux dans les diélectriques liquides sous l'influence de champs électriques élevés). In : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 1009—1014, 6 fig., 23 ref. bibl. După prezentarea stadiului cercetărilor se insistă asupra fenomenelor de conducţie şi străpungere a uleiului de transformator supus unui cîmp puternic. Se indică compoziţia optimă a uleiului ce conţine aditivi organici şi gaze. Se examinează, de asemenea, efectul hexafluorurii de sulf dizolvată în ulei.

6. *C. Bucci, R. Fieschi* şi *G. Guidi.* Termocurenţi ionici în dielectrici (Thermocourants ioniques dans les diélectriques). In : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 1015—1021, 13 fig., 17 ref. bibl. Se prezintă avantajele unei noi metode de studiu al polarizaţiei dielectricilor prin termoconductibilitate ionică. Se expun rezultatele obţinute prin aplicarea noii metode la cristalele halogenilor alcalini.

7. *B. Fallou* şi *B. Bouvier.* Experienţe asupra conductivităţii polimere în plăci subţiri. In : R.G.E., nr. 12, 1965, p. 1022—1026, 6 fig. Se examinează domeniul de aplicabilitate al unei legi de proporţionalitate între curentul de conducţie şi tensiunea aplicată, pe de o parte şi grosimea unei pelicule izolante, pe de altă parte. Se descriu experienţele efectuate şi rezultatele obţinute.

8. *R. Coelho.* Preocupări actuale în domeniul izolatoarelor şi al dielectricilor condensaţi (Préoccupations actuelles dans le domaine des isolants et diélectriques condensés). In : R.G.E., nr. 11, 1965, p. 927—929, 14 ref. bibl. Se prezintă şi se comentează fenomenul de conductibilitate şi polarizare a dielectricilor supuşi la temperaturi joase. Se exemplifică cele studiate pe o serie de dielectrici, arătîndu-se structura instalaţiilor experimentale utilizate.

9. *R. Goffaux.* Asupra mecanismului de conducţie şi proprietăţile electrice ale izolatoarelor solide (Sur les mécanismes de conductions et les propriétés électriques des isolants solides). In : R.G.E., nr. 11, 1965, p. 930—936, 5 fig., 14 ref. bibl. Se descriu izolatoarele ca materiale omogene caracterizate printr-o rezistenţă R şi o capacitate c, care pot forma un circuit cu R şi c în paralel pentru studiul proprietăţilor dielectrice. Se prezintă dielectrici în funcţie de bariera de potenţial de suprafaţă, ceea ce permite fixarea domeniului de lucru al izolatoarelor. Tot pe baza studierii schemei iniţiale s-au pus în evidenţă pierderile în dielectrici prin trasarea curbei de variaţie a tangentei unghiului de pierderi. Se analizează conductivitatea de suprafaţă în prezenţa unui proces de excitaţie termică.

10. *R. Lacoste, Ph. Leturcq* şi *H. Martinot.* Metode de studiu a fenomenelor de polarizaţie lentă în izolatoare solide. In : R.G.E., nr. 11, 1965, p. 937—943, 10 fig., 1 tab., 10 ref. bibl. După prezentarea sumară a tehnicii de relevare a curentului de absorbţie şi resorbţie la izolatoare solide, se propune o metodă de a obţine răspunsul frecvenţial al acestor materiale în gama de frecvenţă $10^{-4} \div 0{,}1$ Hz. Se prezintă rezultatele obţinute asupra a două eşantioane de dielectrici.

11. *R. Arnoult, P. Sixou* şi *P. Dansas.* Spectru herţian de absorbţie a dielectricilor heterogeni în straturi (Spectres hertziens d'absorption de diélectriques hétérogènes en couches). După o scurtă introducere de prezentare a fenomenelor se defineşte conductivitatea, dîndu-se relaţia de calcul. Se descriu fenomenele legate de polarizarea de suprafaţă, indicîndu-se curbele de variaţie.

12. *A. Lebrun.* Contribuţii privind polarizarea complexă asupra conductivităţii şi a moleculelor primare în procese legate (Sur les contributions à la polarisation complexe des processus liés à la conductivité et des processus liés aux molécules polaires). In : R.G.E., nr. 11, 1965, p. 948—954, 10 fig., 5 ref. bibl. S-a efectuat un studiu sistematic pentru frecvenţele de 1 Hz la 24 GHz pentru temperaturi cuprinse între —50 şi +75°C şi pentru mai multe produse : zeolit sintetic, aluminiu activ etc. Se dau rezultatele obţinute experimental.

13. *R. Knops* şi *E. Pierre.* Caracterizarea eficacităţii lacurilor antiefluvii a bobinelor alternatoarelor (La caractérisation de l'efficacité des vernis anti-effluves des bobinages d'alternateurs). In : R.G.E., nr. 11, 1965, p. 955—960. Se propune o metodă de caracterizare a eficacităţii globale a lacurilor de pe bobinele alternatoarelor, bazată pe măsurarea intensităţii luminoase a efluviilor de suprafaţă. Rezultatul obţinut prin această metodă este comparabil cu cel rezultat din descărcări parţiale. Metoda are aplicaţii diverse în condiţii de umiditate şi temperaturi diferite.

14. *E. Fromy.* Impedanţa de barare a frecvenţei înalte pentru circuitul cu intensitate mare (Impédance d'arrêt à hautes frequence pour circuit à forte intensité). In : R.G.E., nr. 11, 1965, p. 961—966, 9 fig., 1 tab. Tehnica curentă de realizare a bobinelor de barare a înaltei frecvenţe, intercalată într-un circuit industrial, este, practic, inutilizabilă din cauza curentului care circulă (50—100 A). Această dificultate complică deparazitarea maşinilor electrice de mare intensitate sau chiar numai măsurarea perturbaţiilor radiofonice produse de aceste maşini. Pentru înlăturarea neajunsurilor s-a conceput un nou model de impedanţă de baraj de tip coaxial, care se poate plasa pe un conductor rectiliniu cu diametrul oarecare, care înlesneşte curentului de înaltă frecvenţă să se propage prin conductor. Se descriu principiul de funcţionare şi modelul de realizare practică.

A. Carabulea

CZ 621.365.5.004 : 62/69

Aplicaţiile industriale ale încălzirii electrice prin inducţie (Applications industrielles du chauffage électrique par induction). In : Revue Générale de l'Électricité (R.G.E.), tom. **74.** nr. 11, noiembrie 1965.

În cuprinsul a şase articole, o introducere şi o încheiere se discută aspecte teoretice şi practice referitoare la încălzirea electrică prin inducţie, insistîndu-se îndeosebi, asupra aplicaţiilor industriale.

1. *M. Georges.* Utilizarea căldurii prin inducţie în industria mecanică şi metalurgică (Utilisation du chauffage par induction dans les industries mécaniques et métallurgiques). In : R.G.E., p. 897—904, 12 fig. După o scurtă prezentare a încălzirii electrice prin inducţie se expun mijloacele care permit aplicarea în industria mecanică şi metalurgică. Se insistă asupra ameliorării calităţii tolelor în cîmpul magnetic ; micşorarea dimensiunii condensatoarelor şi utilizarea convertizoarelor electronice. Se trec în revistă aplicaţiile acestei tehnici, precizîndu-se frecvenţa aplicaţiilor, energia necesară şi măsurile pentru exploatarea corespunzătoare a instalaţiilor.

2. *P. Bizouard.* Posibilităţi de folosire a onduloarelor cu tiristoare pentru încălzirea prin inducţie (Possibilités d'emploi des onduleurs à thyristors dans le chauffage par induction). In : R.G.E., p. 911—914, 5 fig. Se examinează posibilităţile de folosire a tiristoarelor în instalaţiile de încălzire prin inducţie. Deşi în prezent există o serie de instalatii de încălzire prin inducţie, care cuprind onduloare de diferite puteri, noua schemă cu tiristoare şi modelul experimental, vor fi realizate într-un viitor apropiat, ţinînd seamă de faptul că nu există nici o dificultate din punct de vedere practic.

3. *J. Briand.* Generatoare cu tuburi electronice (Générateurs à tubes électroniques). In : R.G.E., p. 915—920, 17 fig. Generatoarele cu tuburi electronice cunosc o dezvoltare vertiginoasă datorită, în special, aplicaţiilor industriale noi pe care le capătă. Se trec în revistă diferite soluţii adoptate, arătîndu-se dificultăţile întîmpinate de constructori pentrn ameliorarea calităţii materialului folosit în exploatare. Se indică puterile diferitelor tipuri de instalaţii realizate, precizîndu-se principalele caracteristici, schema folosită şi domeniul de aplicabilitate.

4. *M. Demontvignier.* Progrese recente privind folosirea mutatoarelor cu vapori de mercur în domeniul onduloarelor de frecvenţă medie (Progrés récents dans l'emploi des mutateurs à vapeur de mercure dans le domaine des onduleurs à frequence moyenne). In : R.G.E., p. 921—923, 3 fig., 5 ref. bibl. Se studiază funcţionarea unui tip de ondulor pentru frecvenţa medie, inferioară la 1 000 Hz, cuplat cu diode. Acest tip de instalaţii este susceptibil de a furniza puteri din ce în ce mai mari sub un randament în continuă îmbunătăţire.

5. *A.R. Baffrey.* Convertizoare rotative de frecvenţă medie (Les convertisseurs rotatifs à moyenne frequence). In : R.G.E., p. 904—911, 12 fig. Se studiază convertizoare de diferite clase cuprinse între 150 Hz şi 20 kHz, care reprezintă limita economică superioară la stadiul actual al tehnicii. Se studiază modul de realizare a alternatoarelor şi avantajele diferitelor posibilităţi de construcţie.

6. *M. Descarsin.* Introducerea tuburilor electronice în industrie (L'introduction des tubes électroniques dans l'industrie). In : R.G.E., p. 924—925. Se prezintă evoluţia şi aplicaţiile tuburilor electronice în domeniul termic industrial, folosite la convertizoare de diferite frecvenţe şi puteri. Se insistă asupra securităţii în exploatare şi se recomandă ca în instalaţii să se folosească convertizoare rotative.

Concluziile discuţiilor purtate scot în evidenţă aspectele esenţiale teoretice şi practice privind modul de realizare şi aplicare a instalaţiilor industriale de încălzire prin inducţie.

A. Carabule

REFERATE

CZ 621.315.2 *Cabluri*

CZ 531.717 : 621.315.21

BERNARD, A. **Aparat de măsurat diametrul cablurilor electrice** (Appareil de mesure du diamètre des câbles). In : Électrique Industr., nr. 87, 1965, p. 384—387, 5 fig., 10 ref. bibl.

În articol se descrie un aparat cu ajutorul căruia se poate măsura diametrul conductorilor din cabluri, în imediata apropiere a filierei. Măsurarea nu este efectuată de erori cauzate de variaţia de poziţie a axului, aparatul putînd executa controlul permanent în timpul fabricaţiei, prin analizarea umbrei date de cablu.

În timpul măsurării cablul traversează un fascicul paralel de lumină, iar umbra sa este focalizată pe o celulă fotoelectrică. Analiza umbrei cablului se face pe un tambur rotitor cu fante fine.

Aparatul se compune dintr-un sistem analizor cu tambur rotitor cu fante fine şi o fotocelulă, două amplificatoare, un integrator, un voltmetru diferenţial, un galvanometru cu zero la mijloc.

El poate măsura diametrele barelor ţevilor şi ale sulurilor confecţionate din orice material avînd 15 mm $< \Phi$ 80 mm, indicînd variaţii ale diametrului de la $\pm$ 0,25 % $\div \pm$ 2 % cu o precizie de $\pm$0,5 %.

V.L.

CZ 621.317.7 *Aparate de măsură*

CZ 621.317.753

GÖTZE, S. **Progrese realizate la oscilografele cu fascicule luminoase** (Fortschritte bei Lichtstrahl-Oszillographen). In : E.T.Z. — B **17**, nr. 21, 1965, p. 670—677, 10 fig., 10 ref. bibl.

Se arată progresele realizate în tehnica oscilorgafelor cu raze ultraviolete. Aceste noi oscilografe, echipate cu seturi de traductoare moderne, sînt apte a fi folosite în cele mai variate domenii, putînd fi acţionate normal sau de la distanţă şi înregistrînd şi în spirală cu viteze care merg pînă la 10 ms^{-1}, folosind casete speciale, aparate de programare şi scheme de automatizare.

Dimensiunile mici ale oscilatoarelor permit o dispunere optică avantajoasă, o gamă largă de frecvenţe, folosibile şi o mare sensibilitate de măsurare. Puterea noilor oscilografe şi aparatura care le completează, uşurează considerabil valorificarea imediată, în cele mai bune condiţii, a măsurărilor efectuate.

V.L.

CZ 621.318.4 şi 621.319.4 *Bobine şi Conductoare*

CZ 621.318.4 + 621.319.4.016.25

Aparate statice consumatoare sau generatoare de energie reactivă. Bobine de reactanţă şi condensatoare (Appareils statiques consommateurs ou générateurs d'énergie réactive. Bobines de réactance et condensateurs). In : Revue Générale de l'Électricité, tom. **74**, nr. 12, dec 1965, p. 1027—1066.

Se prezintă rezumatul celor cinci articole : 1. *B. Favez* şi *S. Pardigon.* Probleme generale privind energia reactivă (Problèmes généraux á propos de la puissance réactive). Se sistematizează modul de calcul şi se pune în evidenţă mărimea puterii reactive pentru linii, transformatoare, cabluri etc., care vehiculează o anumită putere activă. Se determină locurile adecvate pentru compensarea puterii reactive la o schemă impusă. Se scot în evidenţă neajunsurile provocate de circulaţia puterii reactive şi se propun metode pentru remediere.

2. *R. Bourdon.* Progrese recente în fabricarea condensatoarelor de putere (Progrès récents dans la fabrications des condensateurs de puissance). După prezentarea importanţei condensatoarelor se trece în revistă evoluţia impregnării. Astfel, se arată influenţa impregnării asupra : puterii specifice, rigidităţii dielectrice, ionizării, coeficientului de temperatură etc. Se fac apoi consideraţii privind evoluţia hîrtiei folosite şi a calităţii necesare a materialului. După aceea se prezintă evoluţia puterilor unitare şi a contactelor la reţeaua de alimentare. În încheiere se fac referiri privitoare la diverse tipuri de instalaţii de condensatoare şi modalităţile de folosire.

3. *A. Thirrot.* Evoluţia tehnicii condensatoarelor de putere de tensiune medie folosite în Franţa (Évolutions dans la technique des condensateurs de puissance "moyenne tension" utilisés par Électricité de France). În ultimii 15 ani întreprinderile de electricitate franceze au montat condensatoare cu puteri unitare care depăşesc 20 kVar. Tehnica fabricaţiei acestor condensatoare este mult îmbunătăţită. Se studiază problema măririi puterii unitare a condensatoarelor la 30 kVar şi chiar 50 kVar. Se prezintă evoluţia tehnicii

de fabricaţie şi principalele caracteristici ale condensatoarelor de 30 pînă la 50 kVar, asimilate în fabricaţie în perioada 1963—1965.

4. *G. Sacharoff.* Bobine de reactanţă cu miez de fier şi întrefier (Bobines de réactance avec noyaux de fer et entrefer). După prezentarea evoluţiei reactanţelor shunt şi a diferitelor moduri de realizare a acestor bobine se expun motivele care determină alegerea reactanţelor cu miez de fier şi întrefier. Se descrie concepţia de proiectare şi fabricare.

5. *P. Hofer* şi *G. Garcia.* Reactanţe shunt fără miez de fier (Les réactances shunt sans noyau de fer). După o scurtă prezentare a bobinelor shunt privind modurile de realizare, principiul de compensare şi tipul constructiv se expun cauzele care înlesnesc alegerea reactanţelor fără miez magnetic, descriindu-se diferite moduri de realizare. Se prezintă concepţia modernă de proiectare şi construcţie.

A.C.

CZ 621.327.3/4 *Lămpi luminescente*

CZ 621.327.3/4 : 62/69 : 535.376

BERNARD, M. **Luminescenţa şi aplicaţiile ei industriale** (La luminescence et ses applications industrielles). In : Électronique industr., nr. 87, 1965, p. 401—407, 32 fig., 31 ref. bibl.

Lucrarea se prezintă ca o informare ştiinţifică tratînd despre luminescenţă, urmată de o amplă documentare cu referiri la cele mai autorizate surse ale vremii, sub forma unor succesiuni de articole apărute în cîte un număr începînd cu nr. 78 al revistei. Se explică amănunţit şi cu deosebită claritate fenomenele şi se scot în evidenţă, în special, aplicaţiile în studiul reacţiilor la agenţii fizici şi chimici asupra diferitelor materiale cum şi aplicaţiile industriale, dintre care cea mai recentă este fotografierea stărilor termice ale maşinilor, transformatoarelor şi cablurilor electrice.

V.L.

CZ 621.382.33 *Transistoare*

CZ 621.382.333.33.002.2

Gutzwiller, F. W. **Elemente semiconductoare tiristor actuale** (Thyristor Semiconductor Components To-day). In: I. E. E. E. Trans. IGA.—1, 6, nov-dec 1965,p. 403 — 409,7 fig.,8 ref.

Se trec în revistă cele mai recente progrese în domeniul tiristoarelor de putere, care, datorită caracteristicelor dinamice actuale, se pot aplica în prezent în condiţii tranziente foarte severe şi pînă la frecvenţe în spectrul ultrasonic. Pentru reglarea şi comanda statică a redresării şi inversării curenţilor tari s-au elaborat şi se construiesc azi tiristoare speciale, de exemplu diode cu patru pături, elemente redresoare comandate optic, întreruptoare pentru comanda redresoarelor, tiristoare diode şi triode bidirecţionale.

A.A.

CZ 621.397.53 *Televiziune industrială*

CZ 621.397.53+778.1 : 536.51

BROCARD, R. **Televiziunea şi fotografia stărilor termice** (Télévision et photographie des états thermiques). In : Électronique industr., nr. 87, 1965, p. 408—410, 4 fig., 1 ref. bibl.

Se descrie folosirea camerelor speciale pentru urmărirea şi înregistrarea stărilor termice. O descriere mai amănunţită a unei camere de televiziune termică este dată în revista "Engineering News", Londra, nr. 194 din 15 aprilie 1965. Aplicaţiile industriale ale televiziunii şi fotografiei termice constă în :

— informarea permanentă asupra stărilor termice ale fiecărui element sau porţiune dintr-un circuit;

— ţinerea la curent a dispecerului dintr-o centrală electrică cu stările termice ale agregatelor, transformatoarelor, liniilor aeriene şi cablurilor, controlul răcirii şi ventilaţiei, detecţia zonelor perturbate.

— repartiţia încălzirii transformatoarelor, generatoarelor etc ;

— verificarea racordurilor cablurilor ;

— verificarea izolaţiei termice, localizarea pierderilor de căldură etc. Metoda se aplică în prezent pentru stări termice corespunzătoare domeniului cuprins între —170°C pînă la +250°C.

V.L.

CZ 681.84 *Maşini de calcul electronice*

CZ 681.84.083.8 : 681.14—523.8

BARING, J.A. **Inmagazinarea magnetică a valorilor măsurate analog** (Magnetische Speicherung analoger Messwerte). In : E.T.Z.—B **17**, nr. 21, 1965, p. 689—695, 9 fig., 10 ref. bibl.

Se arată că în limitele oferite de tehnica modernă a înregistrării pentru înalta fidelitate cerută de studiul semnalelor din instalaţiile de control şi reglaj, lungimea de undă, frecvenţa, zgomotul de fond, diafonia se pot măsura şi studia separat cu ajutorul unui aparat de înregistrare pe bandă magnetică (magnetofon), cu ajutorul căruia se poate calcula şi funcţia de autocorelaţie. Procedeul de înregistrare cel mai folosit este modulaţia de frecvenţă.

V.L.

CZ 621.33.033.4—523.8 Robotug

LILEN, H. **Un sistem de manipulare automat "ROBOTUG"** (Un système de manutention automatique "Le Robotug"). In : Électronique Ind., nr. 87, 1965, p. 377—383, 14 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

Se descrie un sistem de manipulare automată a mărfurilor cu ajutorul unor tractoare electrice fără conductor, conduse şi comandate prin sistemul "Robotug". Asemenea instalaţii funcţionează la mai multe întreprinderi, transportînd mărfuri, după programe care se pot adapta oricăror necesităţii.

Vehiculele circulă fără nici o legătură cu reţeaua de comandă, se opresc la staţii, aleg drumul cel mai scurt şi manevrează fără riscuri de accident. Se dau schemele folosite şi descrierea instalaţiilor care comportă : un număr de piste, mai multe vehicule, un dulap de comandă, un sistem de inhibiţie, un creier electronic pentru fiecare vehicul.

V.L.

CRONICĂ

CZ 061.3:621.311.1 CIGRÉ „1966"

Conferința internațională a marilor rețele electrice (CIGRÉ)

Conferința internațională a marilor rețele electrice, binecunoscută sub inițialele CIGRÉ, va ține viitoarea sa sesiune, a 21-a, de la 8 la 18 iunie 1966, ca de obicei, la Paris.

În cursul acestei sesiuni, la care se vor prezenta 128 de rapoarte, se va continua examinarea marilor probleme pe care CIGRÉ le dezbate pe plan internațional, adică tot ceea ce privește producerea, transformarea și repartiția energiei electrice de înaltă tensiune.

Studiile se vor referi mai ales la problemele privind generatoarele, transformatoarele, întreruptoarele, uleiurile izolante și izolatoarele, structura stațiilor, condensatoarele, cablurile subterane și submarine, concepția și funcționarea rețelelor, teletransmisiile, perturbațiile telefonice și radiofonice, coordonarea izolațiilor și, în sfîrșit, transportul energiei electrice de foarte înaltă tensiune prin curent alternativ.

La precedenta sesiune, din anul 1964, au fost de față 2098 de ingineri din 59 țări. Este neîndoielnic că sesiunea din anul acesta va prezenta același interes pasionant ca și cele anterioare. Ea va urmări aceeași punere la punct periodică pe care o realizează la fiecare doi ani și al cărei interes este considerabil.

Participarea țării noastre la acest congres este asigurată de Comitetul național român al CIGRÉ tutelat de Consiliul național al inginerilor și tehnicienilor și Ministerul Energiei Electrice, avînd reprezentanți în 8 din cele 19 Comitete internaționale de studii, ca membri în comitet sau experți.

În cadrul sesiunii, din partea țări noastre, se vor prezenta două rapoarte și se vor face intervenții în cadrul discuțiilor.

Pentru orice informație și pentru înscrierea la sesiune vă puteți adresa Comitetului național român al CIGRÉ, la adresa :

Tov. ing. **Adrian Georgescu** — *adjunct al ministrului energiei electrice, președintele Comitetului național CIGRÉ B-dul Magheru, nr. 33.*

SCURTE ȘTIRI

O uzină atomoelectrică urmează a fi construită în Israel. Ea va alimenta o instalație puternică pentru producția apei potabile. Puterea termică a uzinei va fi de circa 800 MW, iar cea electrică, de circa 200 MW. Instalația pentru prelucrarea apei va trata zilnic 300 pînă la 650 m³ apă de mare. Prețul apei prelucrate potabile va fi aproximativ de 8,7 pînă la 10,6 cenți pe 1 m³. Cheltuielile de investiție pentru construcția întregii instalații se estimează la 100 de milioane dolari. Darea în exploatare a uzinei este planificată pentru anul 1970.

Din: Promișlennaia energhetika, nr. 1, 1965.

Un nou material plastic cu conductibilitate electrică s-a elaborat în laboratoarele firmei General Electric Co. Este vorba de o substanță care poate fi livrată în stare lichidă ; se produce la temperatura normală și are o conductibilitate electrică bună, pretîndu-se foarte bine pentru executarea conexiunilor imprimate.

Din: Elektrotehnik und Maschinenbau, nr. 2,1965.

O metodă nouă de răcire a înfășurărilor statorice a generatoarelor electrice mari a fost elaborată de un grup de firme tehnice Allis Chalmers. Sistemul de răcire este realizat din tuburi de oțel inoxidabil, sudate. Aceste tuburi se montează împreună cu conductoarele înfășurării. Tuburile sînt umplute cu un aliaj ușor fuzibil (pentru ca la îndoire să nu se deformeze), iar de conducte se fixează cu ajutorul unor fire de cupru. Aceste legături se elimină după terminarea îndoirii, iar pe tuburi se formează un strat izolant subțire din cauciuc. Prin încălzire la 70°C aliajul care umple tuburile se topește și se va scurge. La exploatarea mașinii, prin tuburi trece cu mare viteză hidrogen cu o suprapresiune de 1 pînă la 6 at. Viteza se poate regla după necesitate și prin aceasta se reglează și temperatura înfășurării, care variază în limitele de 40 pînă la 130°C. Un mare avantaj al acestui procedeu de răcire constă în aceea că tuburile nu trebuie să fie curățate, întrucît hidrogenul gazos nu acționează de loc asupra pereților.

Din: Energetika, nr. 2, 1965.

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr.doc. șt. tehn. V. Corlățeanu ; ing. Al. Greceanu ; ing. Șt. Grosu ; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride ; ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. R. Răduleț ; ing. St. Țiganetea ; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul de virament : Publicațiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026.002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul : Întreprinderea Poligrafică „Informația" str. Brezoianu, nr. 23—25, București, C. 3291.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883 DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

41 400

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.317.333.6 : 537.523.3 : 621.314.2

Avramescu, A. und *Popescu, C.* : **Probleme der Teilentladungen in Transformatoren.**

Electrotehnica 14, H. 5, Mai 1966, S. 149–155

Zugleich mit der Verwirklichung im I.C.P.E. von Mess- und Versuchsgeräten für die Teilentladungen in Transformatoren wird die Problematik dieser Erscheinungen synthetisch dargestellt und zwar beginnend mit dem Arbeiten, welche auf diesem Gebiet die internationalen Organisationen CIGRE und CEI leisteten, fortfahrend mit den physikalischen Erscheinungen und Beziehungen, den Mess- und Prüfmethoden und schliesslich den Aufgaben, die den Forschern des Inn- und Auslandes auf dem Gebiet der Teilentladungen in Transformatoren bevorstehen.

DK 621.317.382/385.082.744

Sebastian, L. : **Die Untersuchung der Arbeitsweise eines Induktionsgerätes zur Messung der Energie und der Leistung.**

Electrotehnica 14, H. 5, Mai 1966, S. 156–163

Man beschreibt ein nach dem Prinzip des Induktionswandlers gebautes Gerät, welches sowohl die verbrauchte Energie als auch die Wirkleistung misst. Der Apparat kann bei den energetischen Automatisierungen, sowie in den Laboratorien für elektrische Messungen verwendet werden.

DK 621.315.616.9 : 551.5

Pirligras, B. und *Stănescu, E.* : **Der Einfluss der Füllstoffe oder der Stützschicht auf das Verhalten der auf phenolformaldehydischen Harzen fussenden Isolierstoffe in verschiedenen Mikroklimat.**

Electrotehnica 14, H. 5, Mai 1966, S. 163–169

Man zeigt — sowohl in einer feuchtwarmen Laboratoriumsumgebung als auch in einem natürlichen Seemikroklima — das Verhalten von gepresstem Pulver wie auch von Schichten in Abhängigkeit von der Füllstoffe oder der Stützschicht. Nach der Kennzeichnung der Versuchsmedien, folgen die Ergebnisse in Form von Diagrammen oder Tafeln. Es wurde festgestellt, dass die Phenolpresspulver mit anorganischer Füllung in beiden Medien das beste Verhalten zeigten. Die Schichten mit Papierstützschicht zeigten ein besseres Verhalten als die mit der Stützschicht aus Baumwollgewebe.

DK 621.315.616.96 : 621.315.623/624

Lucescu, S. : **Die Herstellung der Aussenisolatoren aus epoxydischen zykloaliphatischen Harzen.**

Electrotehnica 14, H. 5, Mai 1966, S. 169–173

Man behandelt kurz das Problem der epoxydischen zykloaliphatischen Harze, die beim Bau Aussenisolatoren zu guten Ergebnissen führten.

DK 621.317.715.001.24 : 621.389

Vasiliu, Al. : **Die Bestimmung der Grundgleichung des Galvanometers für den Elektrokardiographen mit Rücksicht auf dessen Modellierung auf einer Rechenmaschine.**

Electrotehnica 14, H. 5, Mai 1966, S. 174–179

Man stellt die Grundgleichung eines registrierenden Galvanometers mit fester Steuerspule auf, welches in den vom I.O.R. gebauten Elektrokardiographen mit zwei Kanälen Verwendung findet. Man untersucht im allgemeinen das Ergebnis der Gleichungsdarstellung auf einer analogischen Rechner und den Einfluss der verschiedenen konstruktiven Parameter auf die Galvanometerleistung im dynamischen Betrieb.

BUCHBESPRECHUNGEN 180–182
REFERATE 182–183
CHRONIK 184
KURZNACHRICHTEN 184–185

SOMMAIRE

CD 621.317.333.6 : 537.523.3 : 621.314.2

Avramescu, A. et *Popescu, C.* : **Les problèmes des décharges partielles dans les transformateurs.**

Electrotehnica 14, no. 5, mai 1966, p. 149–155

On présente la réalisation, à l'Institut de Recherches et de Projets Electrotechniques, de quelques appareils de mesure et d'essai des décharges partielles des transformateurs ainsi qu'une synthèse de la problématique de ces phénomènes, en commençant avec les travaux entrepris dans ce domaine par les organisations internationales CIGRE et CEI et en continuant avec les phénomènes et les relations physiques, les méthodes de mesurage et d'essai, enfin avec les problèmes se rapportant aux essais à la décharge partielle des transformateurs que les chercheurs de notre pays et de l'étranger doivent résoudre.

CD 621.317.382/385.082.744

Sebastian, L. : **Etude concernant les régimes caractéristiques d'un appareil d'induction destiné au mesurage de l'énergie et de la puissance.**

Electrotehnica 14, no. 5, mai 1966, p. 156–163

On décrit un appareil dont la construction est basée sur le principe du commutateur d'induction, qui mesure en même temps l'énergie consommée et la puissance active. L'appareil peut être utilisé pour les automations énergétiques ainsi que dans les laboratoires où l'on exécute des mesurages électriques.

CD 621.315.616.9 : 551.5

Pirligras, E. et *Stănescu, E.* : **L'influence des matériaux auxiliaires de remplissage ou du support sur le comportement des matériaux électro-isolants à base de résines phénolformaldéhydiques, dans divers microclimats.**

Electrotehnica 14, no. 5, mai 1966, p. 163–169

On décrit le comportement dans le milieu chaud-humide du laboratoire et dans le microclimat maritime naturel, des poudres de pressage et des matériaux stratifiés, en rapport avec la nature du matériau auxiliaire de remplissage ou du support utilisé. Après avoir indiqué les caractères des milieux dans lesquels les matériaux ont été exposés, on donne, sous forme de tableaux et de diagrammes, les résultats obtenus. On a constaté que les poudres de pressage à base de phénol, renforcées à l'aide de substances non organiques, ont eu le meilleur comportement dans les deux sortes de milieu. En ce qui concerne les matériaux stratifiés, ceux à support en papier ont un comportement supérieur à ceux ayant un support en tissu de coton.

CD 621.315.616.96 : 621.315.623/624

Lucescu, S. : **Les résines époxydes cyclo-aliphatiques utilisées dans la construction des isolateurs d'extérieur.**

Electrotehnica 14, no. 5, mai 1966, p. 169–173

On traite succinctement le problème des résines époxydes cyclo-aliphatiques, qui ont donné de bons résultats lors de leur utilisation pour la construction d'isolateurs d'extérieur.

CD 621.317.715.001.24 : 621.389

Vasiliu, A. : **La détérmination de l'équation de fonctionnement du galvanomètre pour électrocardiographe en vue de son modelage sur une machine à calculer.**

Electrotehnica 14, no. 5, mai 1966, p. 174–179

On présente la manière de déterminer l'équation de fonctionnement d'un galvanomètre enregistrateur doté d'une bobine de commande fixe, utilisé par les électrocardiographes à deux canaux, construits par l'Industrie Optique Roumaine (I.O.R.). On analyse, en général, le résultat du modelage de l'équation sur un calculateur analogique ainsi que l'influence des divers paramètres du galvanomètre en régime dynamique.

COMPTES RENDUS 180–182
EXTRAITS 182–183
CHRONIQUE 184
BRÈVES NOUVELLES 184–185

CONTENTS

DC 621.317.333.6 : 537.523.3 : 621.314.2

Avramescu, A. and *Popescu, C.* : **The problems of partial discharges in transformers.**

Electrotehnica 14, nr. 5, may 1966, p. 149–155

After describing the production of some devices for measuring and testing the partial discharges in transformers, the authors make a synthetic presentation of the problems relating to those phenomena starting with the work carried out in this field by the international organisations CIGRE and IEC and continuing with the physical phenomena and relations, the measuring and testing methods and the problems facing the Rumanian and foreign research workers in connection with the partial discharge testing of transformers.

DC 621.317.382/385.082.744

Sebastian, L. : **Studying the characteristic regimes of an induction instruments for energy and power measurements.**

Electrotehnica 14, nr. 5, may 1966, p. 156–163

The description is given of an instrument based on the induction switch principle for measuring both the consumed energy and the active power. The instrument may be used in power automations and within the framework of electric measurement laboratories.

DC 621.315.616.9 : 551.5

Pîrligras, Ec. and *Stănescu, E.* : **The influence of the filling material or the support on the behaviour of electroinsulating materials based on phenolformaldehydic resins in different microclimates.**

Electrotehnica 14, nr. 5, may 1966, p. 163–169

The behaviour in a laboratory warm-moist medium and a natural maritime microclimate of the pressed powders and stratified materials according to the nature of the filling material or the support is described. After a characterization of the media used, the results are given in diagrammatic and tabular form. It has been found that the phenolic pressing powders with inorganic filling material had the best behaviour in both media. As far as the stratified materials are concerned, those with paper support behave better than those with cotton-made support.

DC 621.315.616.96 : 621.315.623/624

Lucescu, S. : **The cycloalyphatic epoxid resins in the construction of outdoor insulators.**

Electrotehnica 14, nr. 5, may 1966, p. 169–173

The problem of the cycloalyphatic epoxid resins which have been used with good results in the outdoor insulators is briefly discussed.

DC 621.317.715.001.24 : 621.389

Vasiliu, Al. : **Determining the working equation of electrocardiograph galvanometers for their modelling on a computer.**

Electrotehnica 14, nr. 5, may 1966, p. 174–179

The way of determining the working equation of a recording galvanometer with fixed control coil used in the two-channel electrocardiographs built by the Rumanian Optical Industry is presented. The results of the modelling of the equation on an analogical computer and the influence of the different constructive parameters on the performances of the galvanometer in a dynamic regime are analysed.

REVIEWS 180–182
ABSTRACTS 182–183
CHRONICLE 184
BRIEF NEWS 184–185

ELECTROIMPEX

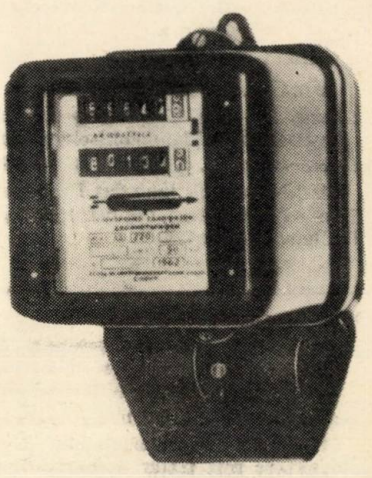
INTREPRINDERE COMERCIALĂ DE STAT

BULGARIA — SOFIA

STR. G. WASHINGTON, nr. 17

TELEFON: 8-49-91

TELEX: 575



EXPORTĂ:

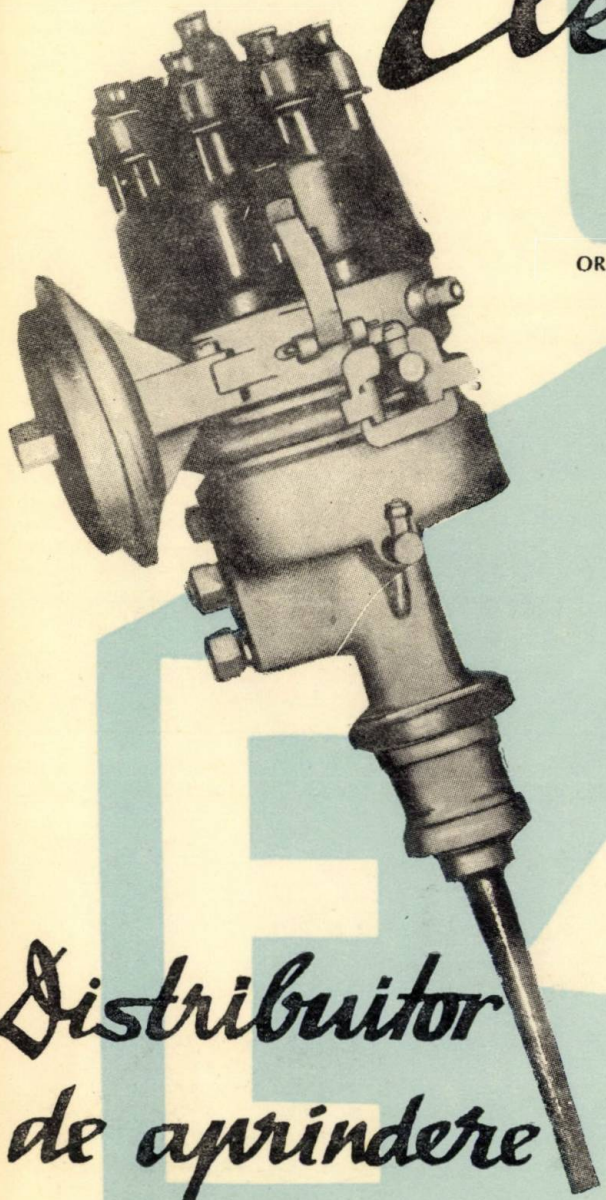
contoare electrice, voltmetre, ampermetre pentru funcţionare în cele mai variate condiţii posibile după standardele bulgare, sovietice, engleze şi indiene

ORSZÁGOS IPARJOGI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTI KÖNYVTÁR 1883

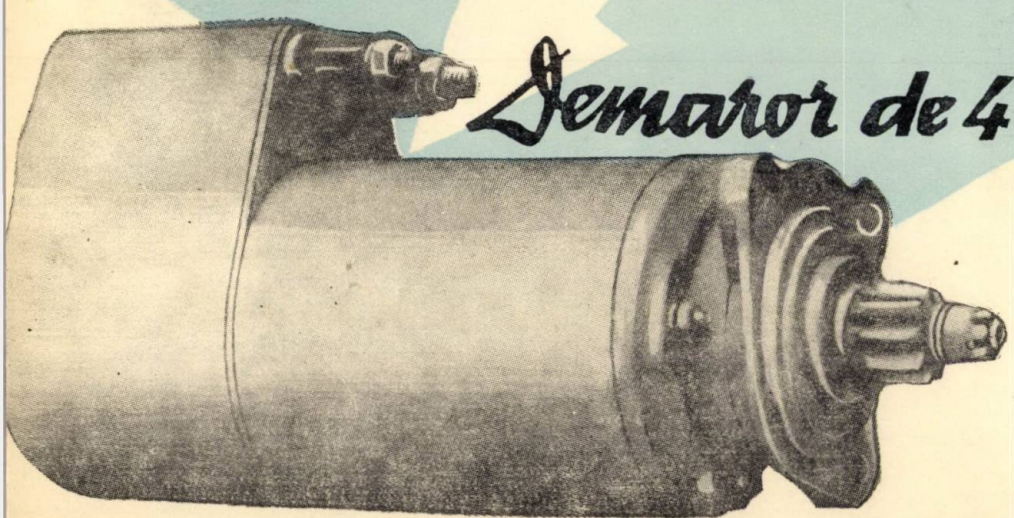
Electroprecizia

UZINA

ORAŞUL SĂCELE, STR. TÎRLUNGULUI 32 · TELEFON : 45-54 REGIUNEA BRAŞOV



Distribuitor de aprindere

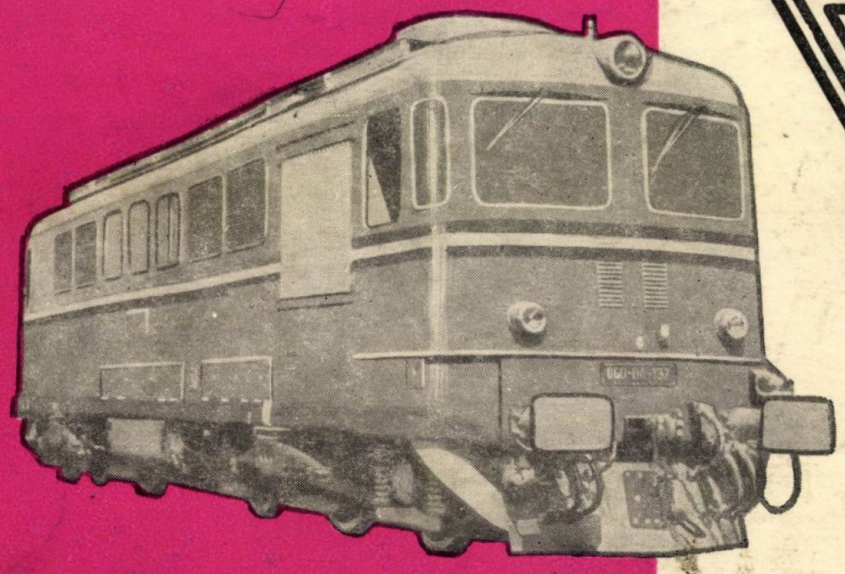


Demaror de 4 C.P.

1966 SZEP 2 9.

LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE
CO-CO 2100 CP
pentru traficul de marfă și de călători

- condiții optime de comandă și de vizibilitate a căii
- folosirea puterii totale a motorului Diesel la viteze mari
- posibilitate de comandă unică la unități cuplate



uzinele

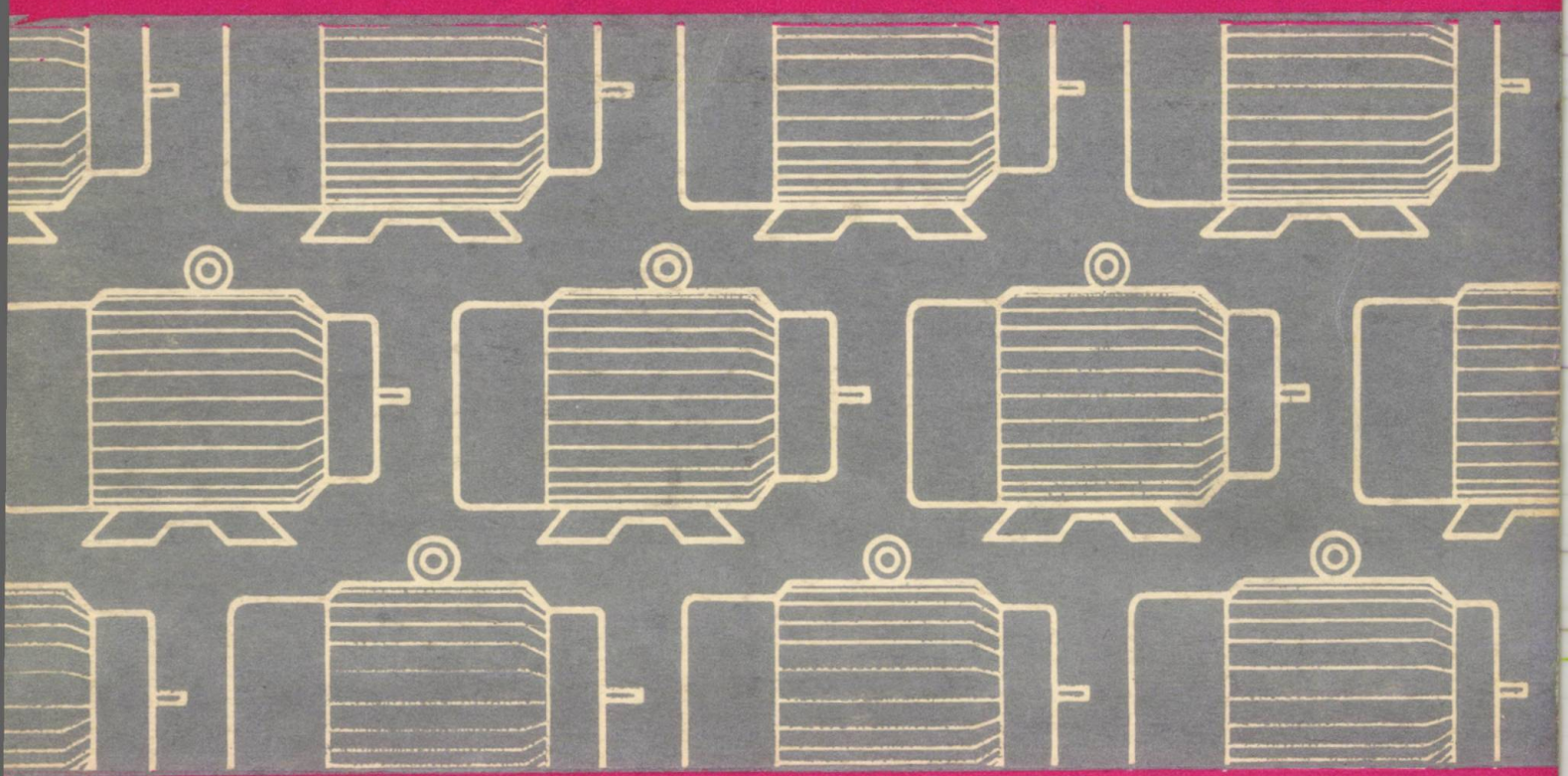
ELECTROPUTERE

E 2040

R.

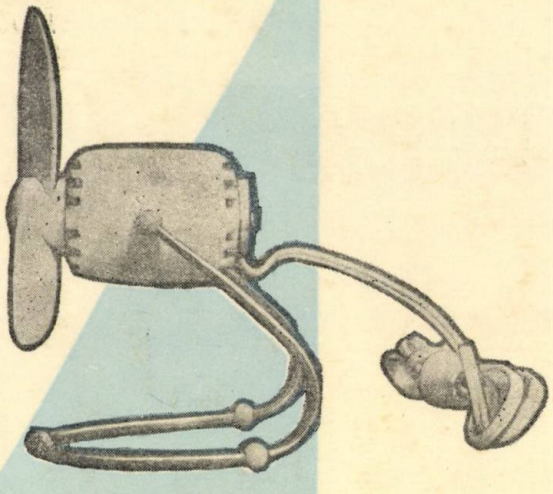
REFERÁLVA

ELECTROTEHNICA



6

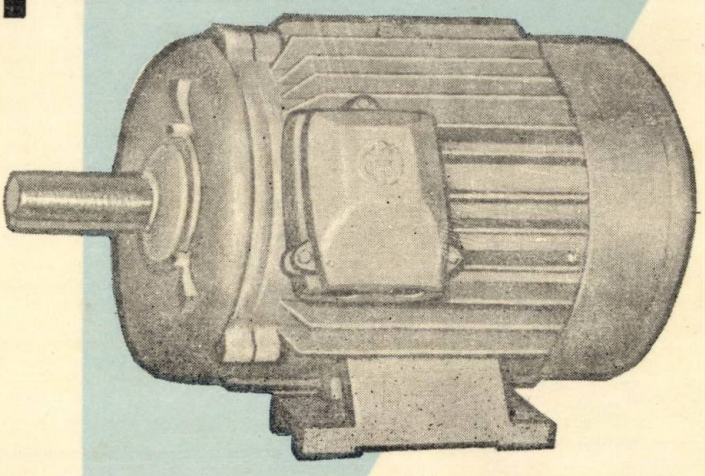
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 14 • NR. 6 • IUNIE 1966

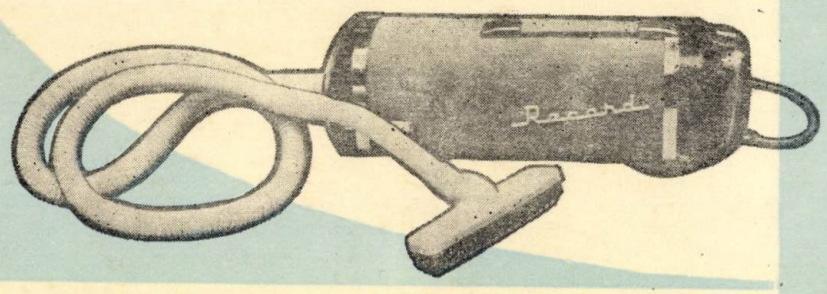


- ventilatoare de masă cu cadru sau suport
- relee regulatoare pentru tractoare și autovehicule
- generatoare de curent continuu pentru tractoare și autovehicule
- motoare și reostate pentru mașini de cusut electrice
- motoare pentru antrenarea spălătorului și centrifugei mașinilor de spălat rufe „ALBA — LUX"

ELECTROMOTOR

- motoare electrice asincrone trifazate cu rotorul în scurcircuit, protecție IP 44, de 0,25 — 0,6 și 4 — 30 kW și cu rotorul cu inele de contact, de 5,5 — 22 kW
- aspiratoare de praf tip „Record"





ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1881

ELECTROTEHNICA

Anul 14 nr. 6, p. 185–224 iunie 1966

CUPRINS

Editorial

Electrotehnica **14**, nr 6, iunie, 1966, p. 185–186

CZ 538.313 : 621.3.013.7

Saviuc, D. : **Contribuţii la teoria neliniară limită a propagării undelor electromagnetice în conductoare feromagnetice în regim permanent.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, iunie 1966, p. 187–200

Se prezintă metodele de calcul ale cîmpurilor electrice şi magnetice în cazul magnetizării alternative a conductoarelor feromagnetice, admiţînd că valoarea maximă a inducţiei nu variază cu cîmpul magnetic. Se dezvoltă metoda neliniară limită corectă în cazurile mai importante în practică, comparîndu-se rezultatele obţinute între ele şi cu cele obţinute în ipoteza unei permeabilităţii magnetice constante.

CZ 621.313.333.018.41.001.41

Manolescu, R. : **Contribuţii la studiul regimului tranzitoriu al motorului asincron alimentat cu tensiune şi frecvenţă variabilă.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, iunie 1966, p. 201–205

Se analizează regimurile tranzitorii ale maşinii asincrone alimentate cu tensiune şi frecvenţă variabilă în cazul unei variaţii în salt a fiecăreia dintre mărimile amintite. Analiza este făcută pentru cazul particular al maşinii asincrone alimentate de la un convertizor static de frecvenţă cu tiristoare, la care frecvenţa şi tensiunea pot fi variate independent. Se deduc funcţiile de transfer corespunzătoare. Comparativ se dau caracteristici teoretice şi experimentale.

CZ 621.313.14.048.1

Antohi, C., Pascal, P. şi *Bercu, A.* : **Scheme de izolaţie pentru maşinile electrice utilizate la antrenarea compresoarelor din agregatele frigorifice capsulate.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, iunie 1966, p. 205–211

Se prezintă rezultatele obţinute în urma încercărilor efectuate la I.C.P.E. în anii 1963 şi 1964, stadiul actual al tehnicii în acest domeniu în unele ţări mari producătoare de agregate frigorifice, linia de cercetare adoptată de I.C.P.E. pentru anul 1965, lucrările executate în acest an şi rezultatele finale. În urma analizei rezultatelor se recomandă utilizarea a trei scheme de izolaţie cu stabilitate termică diferită şi se fac aprecieri asupra preţului de cost al înfăşurărilor de maşini electrice asincrone executate cu aceste izolaţii.

CZ 621.34 : 621.84

Seracin, E. : **O metodă nouă pentru calculul acţionărilor electrice cu mecanism bielă-manivelă.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, iunie 1966, p. 221–226

Se prezintă o metodă nouă pentru calculul acţionărilor electrice cu mecanism bielă-manivelă. Metoda constă în construirea unei diagrame de sarcină în trepte, cu ajutorul căreia, introducînd o constantă de timp medie, se calculează diagrama cuplului motor care permite alegerea motorului de acţionare pe bază de încălzire şi suprasarcină. Metoda asigură stabilirea datelor motorului şi volantului cu un volum mic de calcule şi oferă posibilitatea alegerii soluţiei corespunzătoare din totalitatea variantelor posibile.

NOTE

CZ 621.3.013.22

Carabulea, A. : **Relaţii simplificate de calcul pentru capacităţi reciproce între circuite învecinate.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, iunie 1966, p. 217–222

RECENZII 222–224

REFERATE 223–224

СОДЕРЖАНИЕ

Передовица статья

Electrotehnica **14**, № 6, июнь 1966, стр. 185–186

ДК 538.313: 621.3.013.7

Сазиук, Д.: **К вопросу предельной нелинейной теории распространения электромагнитных волн в ферромагнитных проводниках в установившемся режиме**

Electrotehnica **14**, № 6, июнь 1966, стр. 187–200

Приводятся методы расчета электрических и магнитных полей в случае переменной магнетизации ферромагнитных проводников, допуская, что максимальное значение индукции не колеблется в зависимости от магнитного поля. Разработан правильный предельный нелинейный метод в наиболее важных практических случаях, причем полученные результаты сопоставляются между собой, а также с результатами, полученными на основании предположения о наличии постоянной магнитной проницаемости.

ДК 621.313.333.018.41.001.41

Манолеску, Р.: **К вопросу изучения переходного режима транзиторного асинхронного двигателя, питаемого в режиме неустановившегося напряжения и частоты.**

Electrotehnica **14**, № 6, июнь 1966, стр. 201–205

Анализируются переходные режимы асинхронной машины, питаемой в режиме неустановившегося напряжения и частоты, в случае скачкообразного колебания каждой из упомянутых величин. Проводится анализ для частного случая асинхронной машины, питаемой частотным статическим преобразователем с тиристорами, у которого частота и напряжение могут колебаться независимо друг от друга. Выводятся соответствующие передаточные функции. Для сравнения приводятся теоретические и экспериментальные характеристики.

ДК 621.313.14.048.1

Антохи, К., Паскал, П. и *Берку, А.:* **Изоляционные схемы для электрических машин, применяемых для привода компрессоров холодильных агрегатов во закрытом исполнении.**

Electrotehnica **14**, № 6, июнь 1966, стр. 205–211

Приводятся результаты испытаний, проведенных ИЧПЕ в 1963 и 1964 годах, причем освещаются современный технический уровень В этой области в ряде стран — крупных производителей холодильных установок, направление, принятое ИЧПЕ в области исследований на 1965 год, работы, проведенные в указанном году, а также полученные результаты. На основании рассмотрения результатов рекомендуется применение трех изоляционных схем с различной тепловой устойчивостью и дается характеристика себестоимости обмоток для асинхронных электрических машин, выполняемых с использованием таких изоляционных материалов.

ДК 621.34 : 621.84

Серачин, Е.: **Новый метод расчета электрического привода с шатуно-кривошипным механизмом.**

Electrotehnica **14**, № 6, июнь 1966, стр. 212–216

Предлагается новый метод расчета электропривода с шатуно-кривошипных механизмом. Метод состоит в построении ступенчатой диаграммы нагрузки, с помощью которой, вводя среднюю постоянную времени, рассчитывают график крутящего момента, на основании которого производится выбор приводного двигателя, причем принимаются во внимание нагрев и сверхнагрузка, Метод обеспечивает установление характеристик двигателя и маховика с помощью небольшого объема расчетов и дает возможность выбрать наиболее подходящее решение.

ЗАМЕТКИ

ДК621.3.013.22

Карабуля, А.: **Упрощенные расчетные уравнения для взаимных емкостей между соседними цепями.**

Electrotehnica **14**, № 6, июнь 1966, стр. 217–222

РЕЦЕНЗИИ 222–223

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 223–224

OMSZK DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 6 București, iunie 1966

Consfătuirea pe țară a lucrătorilor din industria construcțiilor de mașini

Recenta Consfătuire pe țară a lucrătorilor din industria construcțiilor de mașini (30 mai — 1 iunie a.c.), convocată de Comitetul Central al Partidului Comunist Român și de Consiliul de Miniștri al Republicii Socialiste România, a analizat multilateral nivelul de dezvoltare atins de industria construcțiilor de mașini, cît și măsurile ce se impun a fi luate pentru asigurarea progresului tehnic al întregii economii naționale. Prezența la consfătuire a conducerii partidului, în frunte cu tovarășul Nicolae Ceaușescu, secretar general al Comitetului Central al Partidului Comunist Român, aprecierile făcute și prețioasele îndrumări date constituie un imbold puternic pentru mobilizarea eforturilor lucrătorilor din industria construcțiilor de mașini în scopul realizării exemplare a sarcinilor de mare răspundere ce le revin. Subliniind sarcinile mari și complexe pentru continuarea în ritm susținut a procesului de industrializare socialistă a țării, tovarășul Nicolae Ceaușescu a arătat în cuvîntarea rostită la consfătuire : „Ținînd seama că industria constructoare de mașini trebuie să asigure cea mai mare parte din mașinile, instalațiile, utilajele complexe și de înalt nivel tehnic necesare tuturor ramurilor economiei naționale, putem spune că munca voastră, a constructorilor de mașini, are o importanță decisivă pentru realizarea întregului plan cincinal. Conducerea partidului nostru este convinsă că muncitorii, inginerii și tehnicienii constructori de mașini se vor dovedi la înălțimea acestor mari îndatoriri".

La consfătuire au participat muncitori de înaltă calificare, tehnicieni și ingineri din serviciile de concepție, din secții și ateliere, specialiști din institute de cercetări și proiectări, economiști, conducători de întreprinderi și institute — reprezentanți ai sutelor de mii de constructori de mașini din țara noastră. Dezbaterile consfătuirii au relieiat succesele remarcabile înregistrate în dezvoltarea ramurii industriei construcțiilor de mașini, au prilejuit un rodnic schimb de experiență, de opinii și propuneri, o examinare aprofundată a neajunsurilor în unele sectoare, au evidențiat încă o dată competența tehnică și profesională a constructorilor noștri de mașini — detașament de seamă al făuritorilor socialismului.

În urma discuțiilor și analizelor care au avut loc în întreprinderi, a consultării cu departamentele beneficiare și cu Comitetul de Stat al Planificării s-a stabilit — în lumina Directivelor Congresului al IX-lea al P.C.R. — contribuția în perspectivă a Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini la înzestrarea tehnică a economiei naționale. Față de Directive, care prevăd o creștere a producției de 75% în 1970 comparativ cu realizările anului 1965 și un ritm mediu anual de 12%, propunerile îmbunătățite pentru planul cincinal au stabilit ca întreprinderile M.I.C.M. să realizeze o creștere de 97,5% și un ritm mediu anual de 14,6%. Volumul producției întreprinderilor electrotehnice urmează să crească în 1970 de 2,64 de ori, într-un ritm anual de 21,5%, față de 16% stabilit inițial.

Interesele majore ale economiei, cerințele revoluției tehnico-științifice contemporane impun dezvoltarea puternică a producției electrotehnice și electronice și, în mod deosebit, a producției de aparatură electronică și de elemente și instalații de automatizare.

În anii cincinalului, industria electrotehnică va cunoaște o dezvoltare puternică, valoarea producției ajungînd în 1970 la 12,5 miliarde lei, față de 4,8 miliarde lei în 1965. Prin asimilarea și modernizarea a încă aproximativ 2 000 tipodimensiuni de produse, sortimentul acestora va ajunge în 1970 la aproape 3 000. Nevoile interne de mașini, aparate și materiale electrotehnice vor fi acoperite într-o măsură din ce în ce mai mare.

Prin construirea și intrarea în funcțiune a unor obiective cum sînt Fabrica de aparatură electronică de uz industrial și Fabrica de elemente de automatizare — București, industria electrotehnică va fi în măsură să rezolve probleme tot mai complexe, să-și extindă activitatea în sectoare cărora revoluția tehnico-științifică le acordă o importanță excepțională. Va fi astfel satisfăcut necesarul de aparate pentru radiocomunicații profesionale și totodată va exista o bază de producție pentru aparatură utilizată în cercetări. Automatizarea proceselor de producție va primi un considerabil impuls, întrucît se vor acoperi din producția internă aproximativ patru cincimi din totalul aparaturii necesare. Este totodată necesară o mai mare preocupare pentru creșterea producției bunurilor de consum electrotehnice de folosință îndelungată, încît să se acopere integral consumul de aparate de radiorecepție, televizoare, frigidere și altele.

În cadrul lucrărilor consfătuirii, un loc important l-au ocupat problemele ce se referă la îmbunătățirea continuă a calității produselor, realizarea noilor tipuri de mașini, utilaje și instalații la parametrii tehnici și economici cei mai înalți.

Realizarea marilor sarcini care stau în fața industriei electrotehnice este de neconceput fără utilizarea cuceririlor științei. Asimilarea unor produse de mare complexitate, alinierea performanțelor tuturor produselor la nivelul mondial în continuă creștere impun colaborarea strînsă între constructorii de mașini, cercetători și proiectanți, între uzine și institutele de cercetări, sporirea continuă a rolului laboratoarelor uzinale. Cercetarea științifică trebuie să fie axată pe temele cele mai importante, a căror rezolvare contribuie direct la diversificarea și ridicarea nivelului tehnic și economic al producției, asigurîndu-se folosirea cît mai bună a potențialului științific existent. Este necesar ca sectoarele de concepție să fie dezvoltate în vederea îndeplinirii programului vast de asimilare prevăzut în planul cincinal și utilizării integrale a capacităților de producție.

Complexitatea crescîndă a produselor, exigențele sporite în ceea ce privește calitatea execuției impun ca ministerul și uzinele să aibă permanent în vedere echiparea corespunzătoare a producției cu aparate de măsură și control. Trebuie să se acorde o mai mare atenție dezvoltării producției acestora, organizării mai bune a întreținerii și verificării lor periodice.

Este pe deplin posibil ca, pe baza nivelului atins în înzestrarea tehnică, a experienței acumulate, să se imprime sporirii calității produselor același dinamism care caracterizează creșterea industriei noastre.

Sarcinile mari izvorîte din dezvoltarea în ritm accelerat a sectoarelor de producție a electrotehnicii și electronicii impun întocmirea de planuri pentru asigurarea cadrelor de muncitori, ingineri și tehnicieni necesari acestor sectoare, în corelație cu programele de punere în funcțiune a capacităților noi prevăzute.

În scopul folosirii cu maximă eficiență a fondurilor alocate trebuie luate măsuri pentru elaborarea în termen a studiilor tehnico-economice, încadrarea lor strictă în prevederile planului de investiții, respectarea programelor de proiectare stabilite pentru fiecare obiectiv în parte. În cazul obiectivelor prevăzute a se realiza în etape, este necesar să se facă o eșalonare judicioasă a punerilor în funcțiune, încît să se asigure de la început folosirea din plin a capacităților de producție. Trebuie să se studieze situația din fiecare uzină prevăzută a se dezvolta, ținîndu-se seamă de posibilitățile de creștere a capacităților de producție, în primul rînd prin valorificarea rezervelor interne și eliminarea locurilor înguste. Totodată este deosebit de important să se urmărească scăderea ponderii cheltuielilor pentru construcții — montaj în totalul investițiilor, iar fondurile alocate să fie utilizate cu prioritate pentru echiparea uzinelor cu mașini și instalații tehnologice de înaltă productivitate.

În scurtarea duratei de execuție a lucrărilor și reducerea termenelor de punere în funcțiune a noilor capacități, un rol important are coordonarea factorilor care concură la desfășurarea lucrărilor — proiectant, beneficiar, constructor — și urmărirea pe bază de grafic a fazelor care condiționează darea în funcțiune a fiecărui obiectiv.

În organizarea științifică a producției — sarcină pusă de Congresul al IX-lea al partidului — au o mare însemnătate organizarea fluxurilor de fabricație și a transporturilor uzinale, planificarea operativă, organizarea locurilor de lucru și a aparatului de conducere a producției.

Nivelul tehnic ridicat al întreprinderilor constructoare de mașini, complexitatea crescîndă a producției, caracteristicile tehnologiilor moderne impun cu acuitate, așa cum s-a subliniat la consfătuire, trecerea la forme superioare de organizare și conducere a producției, în stare să asigure o mai înaltă productivitate a muncii, rezultate economice mereu mai bune în activitatea întreprinderilor.

Organizarea fluxurilor tehnologice, amplasarea judicioasă a utilajelor, în strînsă dependență de specificul producției din fiecare uzină, constituie o premisă esențială pentru folosirea rațională a mașinilor, spațiilor și forței de muncă.

Există condiții pentru adîncirea specializării uzinelor în funcție de particularitățile constructive și tehnologice ale produselor fabricate și pentru dezvoltarea pe baze științifice a relațiilor de cooperare. Este rațional să se tindă spre concentrarea unor piese și ansambluri de uz general, avînd o tehnologie comună în unități specializate a producției. Trebuie să se respecte cu strictețe profilarea stabilită și să se pună capăt practicilor greșite de a transfera, fără suficient discernămînt, produse de la o uzină la alta.

Sfera discuțiilor a cuprins și alte probleme majore legate de îmbunătățirea aprovizionării tehnico-materiale, raționalizarea și mecanizarea transporturilor interne și a manipulărilor, respectarea cu strictețe a contractelor încheiate, elaborarea normelor de muncă pe baze științifice, folosirea deplină a fondului de timp, îmbunătățirea structurii aparatului de conducere, a serviciilor și secțiilor întreprinderilor. Prin combaterea tendințelor nejuste de imobilizare a mijloacelor materiale și a fondurilor financiare, sporirea preocupării pentru economisirea materialelor, reducerea continuă a cheltuielilor de producție, scăderea prețului de cost, activitatea întreprinderilor va corespunde deplin cerințelor progresului continuu al economiei, ale creșterii bunăstării întregului nostru popor.

Prima consfătuire pe țară a lucrătorilor din industria construcțiilor de mașini se înscrie ca un eveniment important în activitatea și viața muncitorilor, tehnicienilor și inginerilor, oamenilor de știință și specialiștilor din această hotăritoare ramură a economiei, constituind un puternic imbold în munca lor. Indicațiile prețioase date de conducerea partidului, concluziile și recomandările consfătuirii trebuie să fie larg dezbătute în întreprinderi și institute și aplicate cu perseverență, pentru îndeplinirea exemplară a obiectivelor din actualul cincinal.

Cititorii revistei, colaboratorii ei, prin articolele pe care le vor scrie sînt chemați să contribuie la popularizarea concluziilor stabilite, în scopul menținerii permanante a tuturor produselor la nivelul tehnic cel mai înalt.

Contribuții la teoria neliniară limită a propagării undelor electromagnetice în conductoare feromagnetice în regim permanent

Victor D. Saviuc* — Iași

CZ 538.313 : 621.3.013.7

1. Importanța problemei propagării undelor electromagnetice în conductoare feromagnetice

Studierea propagării undelor electromagnetice în medii cu parametri variabili este importantă din punct de vedere teoretic, deoarece generalizează rezultatele obținute în cazul mediilor cu parametri constanți și aprofundează cunoștințele din acest domeniu.

Studierea efectului pelicular în corpuri feromagnetice, atît în regim permanent, cît și în regim tranzitoriu este necesară pentru rezolvarea multor probleme ale electrotehnicii moderne, probleme ce se întîlnesc în cercetarea proceselor electromagnetice din cele mai variate instalații electrice. Creșterea rapidă a producției industriale cere introducerea tehnicii noi, folosirea completă și economică a tuturor resurselor materiale. Materialele feromagnetice se folosesc în instalațiile electrice ca circuite magnetice sau conductoare electrice, cazuri în care este necesară cunoașterea precisă a puterii aparente care intră prin unitatea de suprafață a corpului. În unele cazuri, aceasta constituind fenomenul dorit, se caută să fie cît mai mare; în alte cazuri, constituind pierderi de energie, se tinde a se micșora. Astfel, în alimentarea cu energie electrică sau la liniile telefonice se utilizează conductoare unifilare și multifilare de oțel, conductoare multifilare de oțel-aluminiu, bare de oțel de diferite forme ale secțiunii etc. Cunoașterea vectorului densității curentului de energie în cazul corpurilor feromagnetice aflate în cîmp magnetic alternativ este necesară la încălzirea prin inducție sau la calculul energiei dezvoltate în diferite piese ale mașinilor și aparatelor electrice : tole, plăci și șuruburi de strîngere, carcase masive, cuve de transformatoare, mașini asincrone cu rotor masiv (motoare, cuple și frîne electromagnetice), mașini sincrone cu poli masivi etc.

Propagarea undelor electromagnetice în regim tranzitoriu în medii feromagnetice (de exemplu, juguri, piese polare masive etc.) este necesară la studiul comportării în regim tranzitoriu a mașinilor și aparatelor electrice.

Importanța problemei pentru cercetarea științifică și calculele inginerești reiese din numeroasele cazuri în care intervine și din numărul mare de lucrări publicate în acest domeniu. Cu tot volumul enorm de cercetări efectuate în acest domeniu, în ultimile șapte decenii, din cauza dificultăților matematice de rezolvare a ecuațiilor diferențiale neliniare, provenite din neliniaritatea relației dintre inducția B și cîmpul magnetic H, nu au fost deduse încă, analitic, formule care să dea cu o precizie satisfăcătoare, puterea aparentă care intră în conductor, pentru cazurile cele mai simple, care se întîlnesc în practică. Această situație justifică cercetările expuse în această lucrare.

*

O rezolvare corectă a problemei se poate obține plecînd numai de la ecuațiile fundamentale ale electrotehnicii, luîndu-se în considerare variația permeabilității magnetice atît în timp, cît și în spațiu (deci a armonicilor inducției și cîmpului magnetic și a pierderilor prin histerezis), cum și a variației în spațiu a amplitudinii și fazei cîmpului magnetic și electric.

În această lucrare se prezintă metodele de calcul al cîmpurilor electrice și magnetice în cazul magnetizării alternative a conductoarelor feromagnetice, admițînd că valoarea maximă a inducției nu variază cu cîmpul magnetic. Se dezvoltă metoda neliniară limită, corectă în cazurile mai importante în practică comparîndu-se rezultatele obținute, între ele, și cu cele obținute în ipoteza unei permeabilități magnetice constante.

2. Utilitatea studierii teoriei neliniare limită

În majoritatea cazurilor, corpurile feromagnetice lucrează în domeniul saturat, permeabilitatea magnetică variind în limite largi. Astfel,

* Ing. *V. D. Saviuc* lucrează la Institutul politehnic din Iași.

în domeniile importante în practică, rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell luînd, pentru $B(H)$, diferite funcții continue este dificilă chiar pentru cazuri simple, ducînd la calcule obositoare asupra cărora nu se poate stabili ușor o vedere generală. Din această cauză este de dorit să se cunoască limitele între care se desfășoară procesul real; deoarece curba reală de magnetizare se găsește între curba $B = \mu H$ (μ = const.) și curba $B = B_s$ = const., pentru $H > 0$ și $B = -B_s$ = const., pentru $H < 0$, soluțiile obținute în aceste cazuri vor stabili limitele dorite. Aceste cazuri limită pot fi rezolvate riguros, în cîteva cazuri, fără a întîmpina dificultăți din punct de vedere matematic (conductoare masive, plăci infinite, conductoare circulare).

După cum arată încercările experimentale efectuate în cîteva cazuri practice, rezultatele obținute în ipoteza B = const. sînt mai apropiate de realitate decît cele obținute în ipoteza μ = const. Cristalele de fier sau aliajele fier-nichel au o curbă de magnetizare $B(H)$ apropiată de curba $B = B_s$ = const., pentru $H > 0$; ne putem apropia de această curbă de magnetizare în cazul oțelurilor cu conținut mic de carbon pentru valori mari ale amplitudinii cîmpului magnetic pe suprafața corpului.

Astfel, teoria neliniară limită a efectului pelicular în corpuri feromagnetice permite stabilirea pe o cale simplă dar riguroasă a influenței saturației, scoțînd în evidență unele aspecte care n-ar fi putut fi sesizate cu metoda clasică.

Teoria neliniară limită a fost propusă și dezvoltată în Germania.

3. Scurtă expunere a variantelor teoriei neliniare limită

Teoria neliniară limită a fost aplicată în mai multe variante. O comparare a acestora, din punctul de vedere al ipotezelor de calcul, este necesară pentru a constata care din ele sînt, teoretic, corecte.

O enumerare cronologică a lucrărilor apărute în acest domeniu este dată la bibliografie. În

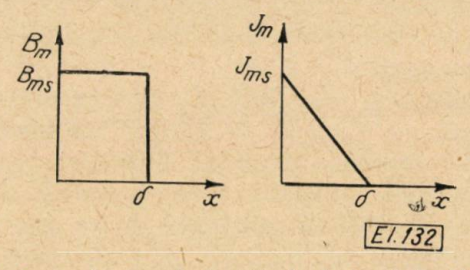


Fig. 1. Ipotezele de calcul utilizate în lucrările [1], [2].

majoritatea lucrărilor se studiază cazul conductoarelor masive (ale căror raze de curbură și dimensiuni transversale ale secțiunii sînt mai mari decît adîncimea de pătrundere). Lucrările care au apărut pînă în anul 1936, presupunînd că E, H și B variază sinusoidal în timp, propuneau formule aproximative de calcul al puterii aparente.

E. Rosenberg face prima încercare de importanță practică de a lua în considerare influența saturației. În lucrările sale publicate în anul 1923 [1], [2] deduce relații de calcul al puterii active în cazul corpurilor masive și al plăcilor subțiri, postulînd arbitrar variația inducției magnetice și a densității de curent în spațiu. Formulele sale, datorită simplității lor, au căpătat o largă răspîndire, în special, în calculul mașinilor electrice.

Aceste formule sînt deduse pe o cale elementară, considerînd că: a) amplitudinea inducției magnetice rămîne constantă pe adîncimea de pătrundere, anulîndu-se brusc în interior; b) amplitudinea densității de curent variază liniar pe adîncimea de pătrundere (fig. 1); c) faza inducției magnetice și a densității de curent nu variază pe adîncimea de pătrundere; d) pierderile prin histerezis sînt neglijabile. Autorul consideră că aceste aproximații nu influențează asupra preciziei relațiilor obținute, compensîndu-se parțial.

El obține:

pentru adîncimea de pătrundere

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho H_{ms}}{\omega B_{ms}}}; \qquad (1)$$

pentru puterea activă care intră prin unitatea de suprafață într-un corp masiv

$$P = \frac{1}{3}\sqrt{2\omega\rho H_{ms}^3 B_{ms}} = 0{,}472\sqrt{\omega\rho H_{ms}^3 B_{ms}}, \qquad (2)$$

iar într-o placă de grosime $2d < 2\delta$

$$P = \frac{1}{6}\frac{\omega^2 d^3 B_{ms}^2}{\rho}. \qquad (3)$$

A. Lang, în lucrarea sa [3] din anul 1923, încearcă pentru prima dată să rezolve această problemă plecînd de la ecuațiile fundamentale ale electrotehnicii, neglijînd armonicile și histerezisul și admițînd că amplitudinea inducției magnetice nu variază cu adîncimea de pătrundere. Nerezolvînd corect ecuațiile diferențiale și folosind condiții la limită greșite, nu ajunge la relații utile.

F. Haberland, în 1934 [5], dă soluția riguroasă a ecuațiilor fundamentale ale electrotehnicii, considerînd — ca și Lang — că E, B și H variază sinusoidal în timp, că amplitudinea inducției magnetice nu variază pe adîncimea de pătrundere și neglijînd histerezisul. În figura 2 este reprezentată variația cu $\frac{x}{\delta}$ a rapoartelor $\frac{E_m}{E_{ms}}, \frac{H_m}{H_{ms}}, \frac{B_m}{B_{ms}}$ și a argumentului ψ_H a cîmpului magnetic în comparație cu cazul μ = const.

El obține pentru adîncimea de pătrundere expresia :

$$\delta = \sqrt{\frac{3\sqrt{2}\,\rho\, H_{ms}}{\omega B_{ms}}} = 1{,}455\sqrt{\frac{2\rho H_{ms}}{\omega B_{ms}}}. \qquad (4)$$

Din relațiile obținute de el se deduce pentru impedanța electrică expresia :

$$\underline{Z} = 1{,}188\,\frac{l_E}{l_H}\sqrt{\frac{\omega\rho B_{ms}}{H_{ms}}}\,e^{j\,35°\,16'}, \qquad (5)$$

iar pentru puterea aparentă, care intră în conductor prin unitatea de suprafață, expresia :

$$\underline{S} = (0{,}485 + j\,0{,}343)\sqrt{\omega\rho H_{ms}^3 B_{ms}}. \qquad (6)$$

Aceleași ipoteze de calcul sînt luate și de Kesavamurthy și Rajagopalan în lucrările lor din anul 1959 [14], [15].

J. B. Barth corectează rezultatele obținute de F. Haberland luînd, în considerare histerezisul în mod aproximativ [6].

Din relațiile obținute recent de *L. R. Neiman* [17] bazate pe aproximarea curbei de magnetizare cu expresia $B = KH^{\frac{1}{n}}$, pentru $n = \infty$, se obține pentru adîncimea de pătrundere :

$$\delta = 0{,}842\sqrt{\frac{2\rho H_{ms}}{\omega B_{ms}}}, \qquad (7)$$

iar pentru impedanța electrică :

$$\underline{Z} = 1{,}412\sqrt{\frac{\omega\rho B_{ms}}{H_{ms}}}\,e^{j\,35°\,16'}. \qquad (8)$$

G. Haberland și F. Haberland, în 1936 [7], deduc, pe o cale simplă dar riguroasă, impedanța magnetică și puterea activă pentru un conductor masiv la $H_s = H_{ms}$ sin ωt. Metoda era diferită de cele utilizate pînă atunci, bazîndu-se pe ideea deplasării suprafeței de separație a regiunilor magnetizate la saturație în sensuri contrare ; ea a fost propusă de W. Wolman și H. Kaden în anul 1932 [4] la studiul regimurilor tranzitorii în circuite magnetice cu fier masiv pentru $H_s = 0$ la $t < 0$ și $H_s =$ const. la $t > 0$.

V. K. Arkadiev, în anul 1939 [8], face o încercare nereușită de studiere a efectului pelicular în plăci și bare de secțiune circulară. Metoda este utilizată apoi pentru explicarea unor fenomene care apar în miezurile transformatoarelor de impuls sau ale amplificatoarelor magnetice [9]. Calculul puterii care intră în conductoarele masive supuse la $H_s = H_{ms}$ sin ωt este reluat apoi la *Mc Connell* [11] și *Mac Lean* [12], iar în plăci subțiri, de *P. D. Agarwal* [13] și, experimental, de *J. W. Hale* și *F. R. Richardson* [10].

Această metodă, luînd în considerare armonicile în timp și variația în spațiu a amplitudinii și fazei lor pentru cîmpul electric, cîmpul și inducția magnetică, este mai riguroasă decît celelalte ; de aceea în această lucrare se extinde această metodă la conductoarele masive în cazul $E_s = E_{ms}$ sin ωt și în cazul parcurgerii lor de curent alternativ $I = I_m$ sin ωt studiindu-se influența histerezisului ; această metodă se apli-

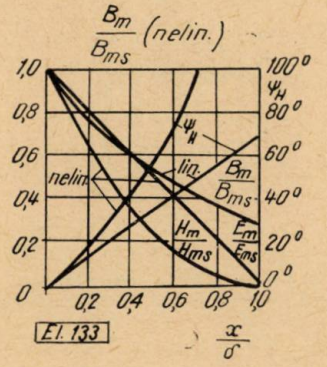


Fig. 2. Variația cu $\frac{x}{\delta}$ a rapoartelor $\frac{E_m}{E_{ms}}$, $\frac{H_m}{H_{ms}}$, $\frac{B_m}{B_{ms}}$ și a argumentului ψ_H al cîmpului magnetic în cazul — B_m = const. și — μ = const.

că apoi și în cazul plăcilor subțiri și al conductoarelor cilindrice de secțiune circulară în cazurile $H_s = H_{ms}$ sin ωt, $E_s = E_{ms}$ sin ωt și $I = I_m$ sin ωt.

Pentru compararea rezultatelor obținute cu teoria neliniară limită cu rezultatele obținute cu teoria liniară, în anexa I este expus efectul pelicular al curenților turbionari într-un semispațiu conductor în ipoteza $\mu =$ const. Alegerea sistemului de coordonate și notațiile din anexa I sînt utilizate și în restul lucrării.

4. Curenții turbionari într-un conductor care ocupă un semispațiu în cazul $H_s = H_{ms}$ sin ωt

Generalități. Acest caz este important în practică, întîlnindu-se des la mașinile electrice rotative.

Considerăm un conductor feromagnetic izotrop și omogen care ocupă semispațiul $x > 0$ și a cărui curbă de magnetizare este :

$$B = B_s \text{ sign } H, \qquad (9)$$

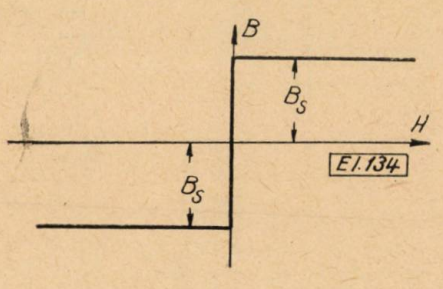


Fig. 3. Curba de magnetizare neliniară limită.

în care $B_s =$ const., iar sign H reprezintă semnul intensității cîmpului magnetic (fig. 3). Materialul este magnetizat pînă la saturație dacă cîmpul magnetic este diferit de zero, sensul inducției

schimbîndu-se numai la trecerea cîmpului magnetic prin zero ; astfel cîmpul magnetic rezultat trebuie să fie zero pe suprafaţa de separaţie a regiunilor magnetizate în sensuri contrare. Dacă $H = 0$, B poate să aibă orice valoare constantă

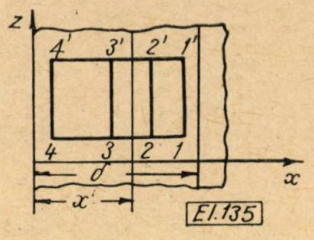


Fig. 4. Contururile închise din planul x o z cărora li se aplică legea inducţiei electromagnetice.

cuprinsă între $+B_s$ şi $-B_s$, care depinde de procesul de magnetizare anterior.

Dacă intensitatea cîmpului magnetic pe suprafaţa conductorului îşi schimbă sensul, inducţia magnetică din vecinătatea suprafeţei corpului îşi va schimba sensul, suprafaţa de separaţie a celor două regiuni magnetizate în sensuri contrare deplasîndu-se spre interior şi ajungînd la adîncimea maximă δ la sfîrşitul semiperioadei ; dincolo de această adîncime de pătrundere $E = H = B = 0$. Inducţia magnetică nu variază în timp şi îşi schimbă sensul numai atunci cînd în acel punct ajunge o nouă suprafaţă de separaţie, plecată de la suprafaţa conductorului la începutul semiperioadei următoare. Fenomenele se repetă cu semn schimbat în fiecare semiperioadă.

Aplicînd legea inducţiei electromagnetice, $\oint \boldsymbol{E} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{l} = -\frac{\partial \Phi}{\partial t}$, unor contururi închise din planul xoz (fig. 4) şi notînd cu x' distanţa de la suprafaţa conductorului pînă la suprafaţa de separaţie, rezultă că intensitatea cîmpului electric nu depinde de x înainte şi după suprafaţa de separaţie, avînd o suprafaţă de discontinuitate pentru $x = x'$ (inducţia magnetică putînd lua numai valorile $\pm B_s$, cîmpul electric este irotaţional). Intensitatea cîmpului electric este dată de relaţiile :

$$\begin{cases} E = \pm 2B_s v = 2B_s \dfrac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t} \operatorname{sign} H_s, & \text{pentru } 0 < x < z', \\ E = 0, & \text{, pentru } x' < x < \delta. \end{cases} \tag{10}$$

Aplicînd legea circuitului magnetic, $\oint \boldsymbol{H} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{l} = \int \boldsymbol{J} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A} = \frac{1}{\rho} \int \boldsymbol{E} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{A}$, unor contururi închise din planul xoy (fig. 5) rezultă că :

$$\begin{cases} H = E\sigma\,(x' - x) & \text{pentru } 0 < x < x', \\ H = 0, & \text{pentru } x' < x < \delta, \end{cases} \tag{11}$$

respectiv :

$$H_s = \sigma E x' = \frac{B_s}{\rho} \cdot \frac{\mathrm{d}x'^2}{\mathrm{d}t} \operatorname{sign} H_s. \tag{11'}$$

Deci intensitatea cîmpului magnetic descreşte liniar de la valoarea sa H_s de pe suprafaţa conductorului ($x = 0$) pînă la zero pe suprafaţa de separaţie ($x = x'$). Tot din relaţia (11') mai rezultă că :

$$\frac{\mathrm{d}x'^2}{\mathrm{d}t} = \frac{\rho}{B_s} \frac{H_s}{\operatorname{sign} H_s} = \frac{\rho}{B_s} |H_s| \geqslant 0, \tag{12}$$

adică $\frac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t} \geqslant 0$, ceea ce înseamnă că suprafaţa de separaţie se deplasează întotdeauna numai spre interior.

În figura 6 sînt reprezentate curbele $B(x)$, $E(x)$ şi $H(x)$ la un timp dat.

Relaţiile (10) şi (11) sînt independente de variaţia în timp a intensităţii cîmpului magnetic pe suprafaţa conductorului ; ele vor servi la determinarea cîmpului electric şi magnetic, atît în cazul $H_s = H_{ms} \sin \omega t$, cît şi în cazul $E_s = E_{ms} \sin \omega t$.

Expresia în complex a impedanţei şi a puterii aparente. Pentru $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi$ din relaţiile (10) şi (11') rezultă :

$$H_{ms} \sin \omega t = \frac{2B_s}{\rho} x' \frac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t}.$$

Ţinînd seamă că la $t = 0$, $x' = 0$, se obţine :

$$x' = \sqrt{\frac{2\rho H_{ms}}{\omega B_s}} \sin \frac{\omega t}{2} = \delta \sin \frac{\omega t}{2}. \tag{13}$$

La $\omega t = \pi$, x' atingea valoarea sa maximă, deci adîncimea de pătrundere :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho H_{ms}}{\omega B_s}}. \tag{14}$$

Se observă că această mărime — spre deosebire de cazul $\mu = \text{const.}$ — depinde de H_{ms}.

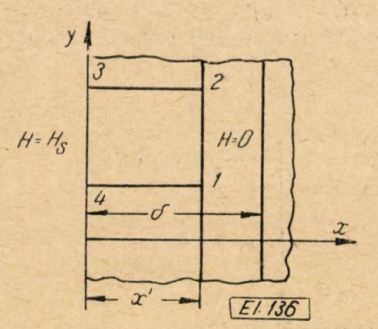


Fig. 5. Contururile închise din planul x o y cărora li se aplică legea circuitului magnetic.

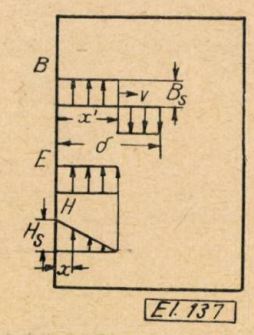


Fig. 6. Curbele $B(x)$, $E(x)$ şi $H(x)$ pentru un timp dat.

Intensitatea cîmpului electric și magnetic este diferită de zero pe întreaga semiperioadă doar pe suprafața conductorului; în interiorul conductorului ele sînt diferite de zero numai pentru anumite intervale de timp (din momentul în care suprafața de separație a ajuns în acel punct pînă la sfîrșitul perioadei). Astfel, intensitatea cîmpului electric la distanța x este $E = 0$, pentru $0 \leqslant t \leqslant \frac{2}{\omega} \arcsin \frac{x}{\delta}$ și $E = 2B_s \frac{dx'}{dt} = B_s \delta\omega \cos \frac{\omega t}{2}$, pentru $\frac{2}{\omega} \cdot \arcsin \frac{x}{\delta} \leqslant t \leqslant \frac{T}{2}$.

Intensitatea cîmpului magnetic $H = 0$ în primul interval de timp și $H = \frac{E}{\rho}(x' - x) = H_s - \frac{B_s \delta \omega}{\rho} x \cos \frac{\omega t}{2} = H_{ms}\left(\sin \omega t - \frac{2x}{\delta} \cos \frac{\omega t}{2}\right)$ în restul semiperioadei.

Fluxul magnetic pentru $l_E = 1$ va avea expresia:

$$\Phi = B_s x' - B_s (\delta - x') = B_s \delta \left(2 \sin \frac{\omega t}{2} - 1\right).$$

În semiperioada următoare, prin deplasarea unei noi suprafețe de separație de la suprafața conductorului, se schimbă sensul de magnetizare, păstrînd aceeași origine de timp:

$$x' = -\delta \cos \frac{\omega t}{2}, \quad E_s = -B_s \delta\omega \sin \frac{\omega t}{2},$$

$$\Phi = B_s \delta \left(1 + 2 \cos \frac{\omega t}{2}\right).$$

În figura 7 sînt reprezentate funcțiile $x'(t)$, $\Phi(t)$, $H_s(t)$ și $E_s(t)$. De aici se vede că fluxul trece prin zero, cu 60° și prin maximum, cu 90° mai tîrziu decît H. Oscilogramele ridicate confirmă calitativ aceste curbe [11]. În figura 8 sînt reprezentate $E(t)$ și $H(t)$ pentru $x = 0$, $x = \frac{\delta}{3}$ și $x = \frac{2\delta}{3}$. Din aceste curbe se vede că $H(t)$, $E(t)$, și $\Phi(t)$ se abat mult de la forma de variație sinusoidală.

Dezvoltînd în serie Fourier, pentru amplitudinea primei armonici a cîmpului electric E_s obținem următoarea expresie:

$$\underline{E}_{1\,ms} = \frac{8\rho H_{ms}}{3\pi\delta}(1 - 2j) = \frac{4}{3\pi}\sqrt{2\rho\omega B_s H_{ms}}\,(1 - 2j). \tag{15}$$

Cu această expresie se obține:

$$\underline{Z} = -\frac{l_E}{l_H}\frac{\underline{E}_{1\,ms}}{\underline{H}_{ms}} = \frac{8\rho}{3\pi\delta}(2 + j) = 1{,}341\sqrt{\frac{\omega\rho B_s}{H_{ms}}}\, e^{j\,26°\,30'}, \tag{16}$$

respectiv

$$\underline{S} = P + jQ = -\frac{1}{2}\underline{E}_{1\,ms}\underline{H}^*_{ms} = \frac{4\sqrt{2}}{3\pi}\left(1 + \frac{1}{2}j\right)\sqrt{\omega\rho H^3_{ms} B_s} = (0{,}600 + j\,0{,}300)\sqrt{\omega\rho H^3_{ms} B_s}. \tag{17}$$

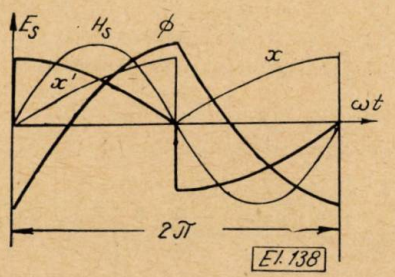


Fig. 7. Curbele de variație, în timp, a fluxului magnetic $\Phi(t)$, a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului $H_s(t)$, a cîmpului electric pe suprafața conductorului $E_s(t)$ și a poziției suprafeței de separație $x'(t)$ în ipoteza unei variații sinusoidale a cîmpului magnetic pe suprafață.

Se observă că factorul de putere, $\cos \varphi = 0{,}894$, este mult mai mare decît în cazul mediilor cu parametri liniari.

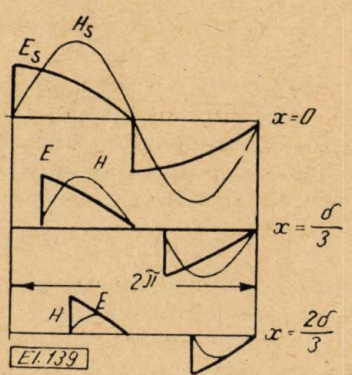


Fig. 8. Curbele de variație în timp a cîmpului electric și magnetic pentru $x = 0$, $x = \frac{\delta}{3}$ și $x = \frac{2\delta}{3}$ în ipoteza unei variații sinusoidale, în timp, a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului.

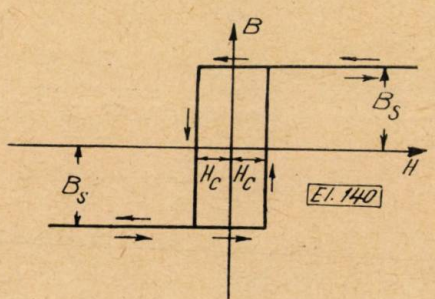


Fig. 9. Curba de magnetizare neliniară limită, luîndu-se în considerare histerezisul.

Influența histerezisului. Pentru luarea în considerare a histerezisului se pleacă de la curba de magnetizare reprezentată în figura 9, în care s-a notat cu H_c — cîmpul coercitiv. În acest

caz inducția își va schimba sensul numai dacă H trece prin H_c, respectiv $-H_c$, suprafața de separație a celor două regiuni magnetizate în sensuri contrare deplasîndu-se de la suprafața conductorului numai cînd $H = H_c$ sau $H = -H_c$, fluxul rămînînd constant pentru $-H_c < H < H_c$; la creșterea cîmpului magnetic $B = B_s$ sign $(H - H_c)$, iar la descreșterea sa $B = B_s$ sign $(H + H_c)$. Determinarea funcțiilor $x'(t)$, $E_s(t)$ și a primei sale armonici este dată în anexa II.

Cu valoarea primei armonici a cîmpului electric pe suprafața determinată în anexa II, se obține :

$$\underline{Z} \approx -\frac{l_E}{l_H}\frac{\underline{E}_{1ms}}{\underline{H}_{ms}} = \frac{l_E}{l_H}\frac{8}{3\pi}\sqrt{\frac{2\rho\omega B_s}{H_{ms}}}\left(1 - \right.$$

$$\left. -\frac{3}{2}\frac{H_c}{H_{ms}}\right)\left(1 + \mathrm{j}\frac{1 + 3\dfrac{H_c}{H_{ms}}}{2}\right), \qquad (18)$$

respectiv

$$\underline{S} \approx -\frac{\underline{E}_{1ms}\underline{H}^*_{ms}}{2} = \frac{4\sqrt{2}}{3\pi}\left(1 - \right.$$

$$\left. -\frac{3}{2}\frac{H_c}{H_{ms}}\right)\left(1 + \mathrm{j}\frac{1 + 3\dfrac{H_c}{H_{ms}}}{2}\right)\sqrt{\omega\rho H^3_{ms}B_s}. \qquad (19)$$

De aici rezultă că la o variație sinusoidală a intensității cîmpului magnetic pe suprafața conductorului feromagnetic, histerezisul micșorează adîncimea de pătrundere ; fluxul rămîne constant pentru intervalele semiperioadei $0 \leqslant t \leqslant t_h$ și $\frac{T}{2} - t_h \leqslant t \leqslant \frac{T}{2}$; puterea activă care intră în conductor scade, iar cea reactivă crește, factorul de putere micșorîndu-se.

Observații asupra rezolvării cazului general. Dacă se dă intensitatea cîmpului magnetic pe suprafața conductorului,

$$H_s = \sum H_{km_s}\sin(k\omega t - \Psi_{Hk}), \qquad (20)$$
$$\sum H_{kms}\sin\Psi_{Hk} = 0,$$

atunci din relația (2.1), ținînd seamă că $x' = 0$, pentru $H_s = H_c = \sum H_{kms}\sin k\omega t_h$, se obține pentru $t_h < t < \frac{T}{2} - t_h$:

$$x' = \sqrt{\frac{\rho}{\omega B_s}\sum\frac{H_{k\,ms}}{k}\cos(k\omega t_h - \Psi_{Hk}) - \cos(k\omega t -}$$
$$- \Psi_{Hk}) + \frac{\rho H_c}{B_s}(t_h - t). \qquad (21)$$

Cîmpul electric pe suprafața conductorului va fi $E_s = 0$, pentru $0 < t < t_h$, $\frac{T}{2} - t_h < t < \frac{T}{2}$ și

$$E_s = 2B_s\frac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t} =$$

$$= \sqrt{\rho B_s}\,\frac{\sum H_{k\,ms}\sin(k\omega t - \Psi_{Hk}) - H_c}{\sqrt{\sum\dfrac{H_{k\,ms}}{k\omega}[\cos(k\omega t_h - \Psi_{Hk}) - (\cos k\omega t_h -}}, \qquad (22)$$
$$\sqrt{\qquad\qquad - \Psi_{Hk})] + H_c(t_h - t)}$$

pentru $t_h < t < \frac{T}{2} - t_h$.

Dacă în decursul semiperioadei $\frac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t}$ devine mai mic decît zero, atunci o nouă suprafață de separație trebuie să plece de la suprafața conductorului în momentul cînd $\frac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t} = 0$.

Separînd armonicile cîmpului electric pe suprafața conductorului, se poate determina vectorul densității curentului de energie care intră în conductor.

5. Efectul pelicular într-un semispațiu conductor parcurs de curentul alternativ $I = I_m$ sin ωt pe unitatea de lungime $l_H = 1$.

În acest caz se obțin aceleași relații ca și în cazul precedent cu condiția ca în relațiile (22) să se înlocuiască H_{ms} cu I_m.

În cazul general, dacă se dă curentul care parcurge conductorul sub forma :

$$I = \sum I_{km}\sin(k\omega t - \Psi_{Ik}); \qquad (23)$$
$$\sum I_{km}\sin\Psi_{Ik} = 0$$

și dacă se neglijează histerezisul pentru rezolvarea problemei se procedează ca mai înainte. Astfel, pentru $0 < \omega t < \pi$, se obține :

$$x' = \sqrt{\frac{\rho}{B_s}\sum\frac{I_{km}}{k\omega}[1 - \cos(k\omega t - \Psi_{Ik})]}, \qquad (24)$$

$$H_s = H_c + \sum I_{km}\sin(k\omega t - \Psi_{Ik}), \qquad (25)$$

$$E_s = \sqrt{\rho B_s}\,\frac{\sum I_{km}\sin(k\omega t - \Psi_{Ik})}{\sqrt{\sum\dfrac{I_{km}}{k\omega}[1 - \cos(k\omega t - \Psi_{Ik})]}}. \qquad (26)$$

6. Curenți turbinari într-un conductor care ocupă un semispațiu în cazul cînd pe unitatea de lungime, $l_E = 1$, fluxul este $\Phi = -\Phi_m$ cos ωt ($E_s = E_{ms}$ sin ωt)

Generalități. O astfel de variație în timp a fluxului are loc în multe aplicații practice (de exemplu, la transformatoare).

Spre deosebire de mediile cu μ = const. (în care la un t dat cu creșterea lui x se întîlneau zone magnetizate succesiv în sensuri contrare de amplitudine din ce în ce mai mică), în acest caz există numai două regiuni magnetizate în sensuri contrare la inducția B_s, a căror suprafață de separație se deplasează în timp în așa fel încît să se obțină $\Phi(t) = -\Phi_m$ cos ωt. O suprafață de separație va pleca de pe suprafața conductorului cînd fluxul trece printr-o valoare maximă și va ajunge la distanța maximă (adîncimea de pătrundere) cînd fluxul trece prin valoarea maximă următoare. Rezultă în acest caz :

$$\delta = \frac{\Phi_m}{B_s}. \qquad (27)$$

Se vede din această relație că adîncimea de pătrundere nu depinde direct de ρ, ω ca la materialele cu μ = const., ci numai de B_s și valoarea maximă a fluxului ce trece prin interiorul conductorului pe unitate de lungime $l_E = 1$.

Expresiile în complex ale impedanței și puterii aparente, cu valoare în complex a amplitudinii fundamentalei cîmpului magnetic pe suprafață, determinată în anexa III, sînt următoarele :

$$\underline{Z} = -\frac{l_E}{l_H}\frac{\underline{E}_{ms}}{\underline{H}_{1\,ms}} = \frac{2\rho}{\delta}\frac{l_E}{l_H}\frac{\mathrm{j}}{\frac{4}{3\pi}+\mathrm{j}} =$$

$$= 1{,}357\frac{l_E}{l_H}\sqrt{\frac{\omega\rho B_s}{H_{1\,ms}}}\,e^{\mathrm{j}\,23^\circ} \qquad (28)$$

și

$$\underline{S} = -\frac{1}{2}\underline{E}_{ms}\underline{H}^*_{1ms} = \frac{B_s^2\,\delta^3\,\omega^2}{4\rho}\left(1+\frac{4}{3\pi}\right) =$$

$$= (0{,}626 + \mathrm{j}\,0{,}265)\sqrt{\omega\rho\,B_s\,H_{1ms}^3}\,. \qquad (29)$$

Influența histerezisului. Dacă se ia în considerare histerezisul, toate mărimile își păstrează expresia cu excepția cîmpului magnetic :

$$H_s = H_c + \frac{B_s\,\delta^2\omega}{2\rho}\sin\omega t\,(1-\cos\omega t),$$

pentru $0 < \omega t < \pi$,

și

$$H_s = -H_c + \frac{B_s\,\delta^2\omega}{2\rho}\sin\omega\,t(1+\cos\omega t),$$

pentru $\pi < \omega t < 2\pi$.

Prin descompunere în serie Fourier se obține :

$$\underline{H}_{1\,ms} = \frac{B_s\,\delta^2\omega}{2\rho}\left[-\frac{4}{3\pi} - \mathrm{j}\left(1+\frac{8\rho\,H_c}{\pi B_s\,\delta^2\,\omega}\right)\right], \qquad (30)$$

respectiv

$$\underline{Z} = -\frac{l_E}{l_H}\frac{\underline{E}_{ms}}{\underline{H}_{1ms}} = \frac{2\rho}{\delta}\frac{l_E}{l_H}\frac{1+\frac{8\rho\,H_c}{\pi B_s\,\delta^2\omega}+\mathrm{j}\,\frac{4}{3\pi}}{\left(\frac{4}{3\pi}\right)^2+\left(1+\frac{8\rho\,H_c}{\pi B_s\,\delta^2\omega}\right)^2}, \qquad (31)$$

$$\underline{S} = P + \mathrm{j}Q = -\frac{1}{2}\underline{E}_{ms}\underline{H}^*_{1ms} =$$

$$= \frac{B_s^2\,\delta^2\,\omega^2}{4\rho}\left[1+\frac{8\rho\,H_c\,B_s}{\pi\omega\,\Phi_m^2}+\mathrm{j}\,\frac{4}{3\pi}\right]. \qquad (32)$$

În cazul variației sinusoidale a fluxului, histerezisul mărește puterea activă și menține neschimbată puterea reactivă.

Observații asupra rezolvării cazului general. Dacă fluxul care trece prin interiorul conductorului pe unitatea de lungime $l_E = 1$ crește monoton de la $-\Phi_{max}$ la $+\Phi_{max}$ după relația

$$\Phi = -\sum\Phi_{km}\cos(k\omega t - \Psi_{\Phi k}), \qquad (33)$$

așa fel încît la $t=0$, E_s să treacă prin zero fiind crescător, atunci :

$$x' = \frac{\Phi_{max}}{2B_s} - \frac{1}{2B_s}\sum\Phi_{km}\cos(k\omega t - \Psi_{\Phi k}), \qquad (34)$$

iar :

$$\delta = \frac{\Phi_{max}}{B_s}.$$

Cîmpurile electrice și magnetice pe suprafața conductorului vor avea expresiile următoare pentru $0 < \omega t < \pi$:

$$E_s = \sum\Phi_{km}\,k\omega\sin(k\omega t - \Psi_{\Phi k}), \qquad (35)$$

respectiv :

$$H_s = H_c + \frac{\omega}{2\rho\,B_s}[(\Phi_{max} - \sum\Phi_{km}\cos(k\omega t -$$

$$- \Psi_{\Phi k})\sum k\Phi_{km}\sin(k\omega t - \Psi_{\Phi k})]. \qquad (36)$$

Dacă fluxul are intervale de timp în care $\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} < 0$, cum trebuie ca $\frac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t} > 0$, o nouă suprafață de separație trebuie să pornească de pe suprafața conductorului în momentul cînd $\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = 0$. În acest caz semiperioada trebuie împărțită în intervale în care derivata fluxului să fie mai mare sau mai mică decît zero ; poziția suprafețelor de separație se determină din expresia fluxului.

Separînd armonicile cîmpului magnetic pe suprafață, se poate calcula puterea aparentă care intră în conductor prin unitatea de suprafață pentru fiecare armonică.

7. Curenții turbionari în plăci de grosime $2d$ în cazul $H_s = H_{ms}\sin\omega t$

Dacă $\delta < d$, fluxul magnetic și curenții turbionari sînt limitați la stratul de grosime δ de fiecare parte a plăcii, partea interioară rămînînd nemagnetizată. Dacă $\delta > d$, suprafața de separație a celor două regiuni magnetizate în sensuri contrare ajunge la mijlocul plăcii înaintea sfîrșitului semiperioadei, în restul semiperioadei întreaga placă rămînînd magnetizată complet ; curenții turbionari vor circula numai în prima parte a fiecărei semiperioade, iar în restul ei vor fi egali cu zero.

Considerăm că placa are dimensiuni infinite în planul *yoz* și grosimea $2d$ în direcția *ox*. Deplasarea suprafețelor de separație fiind simetrică față de mijlocul plăcii, se studiază fenomenele dintr-o jumătate de placă, luîndu-se originea axelor de coordonate pe suprafața ei.

În figura 10 sînt reprezentate $H_s(t)$, cum și $B(x)$, $E(x)$ și $H(x)$ pentru patru timpi : t_1, t_2, t_3 și $t_0 = \frac{2}{\omega} \arcsin \frac{d}{\delta}$. Pentru $t = t_1$, respectiv $x' < d$, cîmpul electric $E = E_s = 2B_s \frac{dx'}{dt}$ pentru

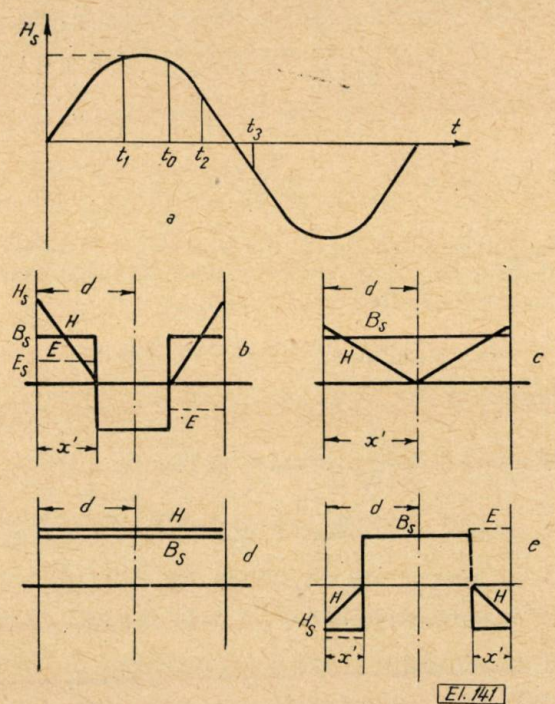


Fig. 10. Variația în spațiu a inducției cîmpului magnetic și a cîmpului electric în cazul unor plăci de grosime 2d la o variație sinusoidală a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului (a) pentru cîteva valori ale timpului :

$b - t = t_1 < \frac{2}{\omega} \arcsin \frac{d}{\delta}$; $c - t = t_0 = \frac{2}{\omega} \arcsin \frac{d}{\delta}$; $d - t_0 < t = t_2 < \frac{T}{2}$;

$e - t = t_3 > \frac{T}{2}$.

$0 < x < x'$ și $E = 0$ pentru $x' < x < d$; cîmpul magnetic $H = H_s \left(1 - \frac{x}{x'}\right)$ pentru $0 < x < x'$ și $H = 0$ pentru $x' < x < d$ (fig. 10, *b*). Soluția problemei în prima parte a semiperioadei este identică cu aceea de la corpuri masive ; deci $x' = \sqrt{\frac{2\rho H_{ms}}{\omega B_s}} \sin \frac{\omega t}{2} = \delta \sin \frac{\omega t}{2}$. Suprafața de separație va ajunge la mijlocul plăcii cînd $x' = d$, deci la $t = t_0 = \frac{2}{\omega} \arcsin \frac{d}{\delta}$ (fig. 10, *c*). După ce suprafața de separație a ajuns la mijlocul plăcii, întregul material este magnetizat la saturație, în restul semiperioadei nemaiavînd loc nici o variație de flux ; cîmpul electric și magnetic sînt uniforme peste tot : $H = H_s$ și $E = 0$ pentru $0 \leqslant x \leqslant d$ (fig. 10, *d*). În semiperioada următoare, $t = t_3 > \frac{T}{2}$, o nouă suprafață de separație pleacă de la $x = 0$ schimbînd sensul de magnetizare a conductorului (fig. 10, *e*).

În figura 11 este reprezentată $E(t)$ pentru diferite valori ale lui x, iar în figura 12 sînt reprezentate curbele $H_s(t)$, $E_s(t)$ și $\Phi(t)$ pentru diferite valori ale raportului $\frac{d}{\delta}$; forma acestora depinde mult de raportul $\frac{d}{\delta}$, curenții turbionari fiind diferiți de zero numai o fracțiune din semiperioadă. Oscilogramele ridicate ale t.e.m. confirmă calitativ această afirmație [11], [13].

Descompunînd E_s în serie trigonometrică, obținem pentru amplitudinea fundamentalei sale, în complex, expresia :

$$\underline{E}_{1ms} = \frac{8\rho H_{ms}}{3\pi\delta} \left\{ \left(3\frac{d}{\delta} - 2\frac{d^3}{\delta^3} \right) - 2j \left[1 - \left(1 - \frac{d^2}{\delta^2} \right)^{3/2} \right] \right\}. \tag{37}$$

Cu aceasta, pentru impedanța magnetică se obține expresia :

$$\underline{Z}_m = -j\omega \frac{l_H}{l_E} \frac{\underline{H}_{ms}}{\underline{E}_{1ms}} = \frac{3\pi}{8} \frac{\omega\delta}{\rho} \frac{l_E}{l_H} \frac{1}{\left(3\frac{d}{\delta} - 2\frac{d^3}{\delta^2} \right) - 2j \left[1 - \left(1 - \frac{d^2}{\delta^2} \right)^{3/2} \right]}, \tag{38}$$

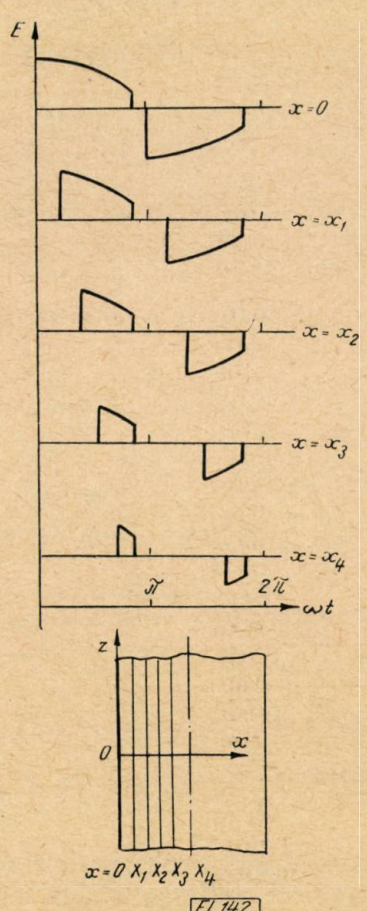


Fig. 11. Curbele de variație în timp a cîmpului electric pentru diferite valori ale lui x în cazul unei plăci la o variație sinusoidală a cîmpului magnetic pe suprafață.

iar pentru puterea aparentă care intră în placă prin unitatea de suprafață, expresia :

$$\underline{S} = P + jQ = -\frac{1}{2}\underline{E}_{1ms}\underline{H}^*_{ms} =$$

$$= \frac{8\rho H^2_{ms}}{3\pi\delta}\left\{\left[1-\left(1-\frac{d^2}{\delta^2}\right)^{3/2}\right] + j\frac{1}{2}\left(3\frac{d}{\delta}-2\frac{d^3}{\delta^3}\right)\right\} \quad (39)$$

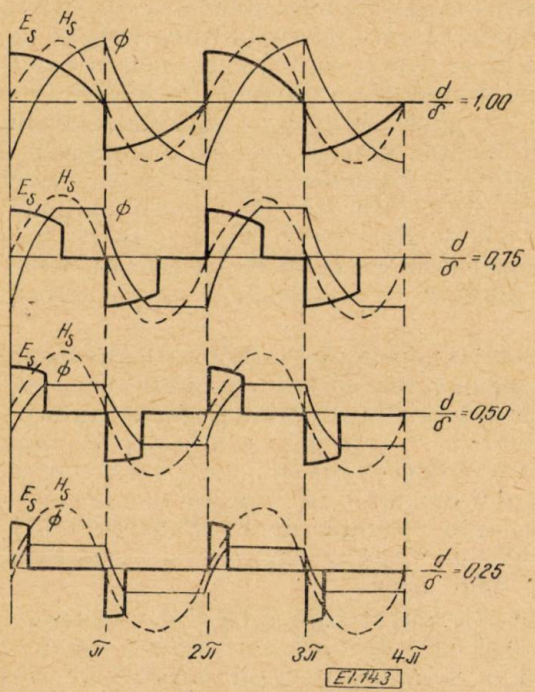


Fig. 12. Curbele de variație în timp a fluxului magnetic $\Phi(t)$ a cîmpului magnetic pe suprafață $H_s(t)$ și a cîmpului electric pe suprafață pentru diferite valori $\frac{d}{\delta}$ în cazul unei plăci la o variație sinusoidală a cîmpului magnetic pe suprafață.

cu

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{Q}{P} = \frac{3\frac{d}{\delta}-2\frac{d^3}{\delta^3}}{2\left[1-\left(1-\frac{d^2}{\delta^2}\right)^{3/2}\right]}. \quad (40)$$

Pentru $d \ll \delta$, puterea activă P are expresia :

$$P \approx \frac{\sqrt{2}}{\pi} H^{\frac{1}{2}}_{ms}(B_s\,\omega)^{3/2}\frac{d^2}{\sqrt{\rho}}, \quad (41)$$

iar pentru $d = \delta$ se obține expresia (17) din cazul conductoarelor masive.

8. Placă de grosime $2d$ parcursă de curent alternativ sinusoidal

Notăm curentul ce trece prin unitatea de lățime $l_H = 1$ și prin jumătate din grosimea plăcii cu $I = I_m \sin \omega t$.

Dacă $d < \delta$, în prima parte a semiperioadei, fenomenele se petrec ca mai înainte (pct. 7).

După ce suprafața de separație a ajuns la mijlocul plăcii, $x' = d$, respectiv $t = t_0$, cîmpul electric este constant pe toată secțiunea. Astfel, pentru $t_0 < t < \frac{T}{2}$, $E = \frac{\rho I_m}{p}\sin\omega t$ și $H = \frac{d-x}{d}I_m \sin\omega t$ $(0 < x < d)$.

Cu aceste observații, pentru amplitudinea în complex a primei armonici a cîmpului electric pe suprafața conductorului, se obține :

$$\underline{E}_{1ms} = \frac{2\rho I_m}{\pi d}\left\{2\frac{d^2}{\delta^2}\left(1-\frac{1}{3}\frac{d^2}{\delta^2}\right) - j\left[\frac{\pi}{2} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \arcsin\frac{d}{\delta} + \frac{8}{3}\frac{d}{\delta} + \frac{1}{3}\frac{d}{\delta}\left(2\frac{d^2}{\delta^2} - \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left. - 5\right)\left(1-\frac{d^2}{\delta^2}\right)^{\frac{1}{2}}\right]\right\}. \quad (42)$$

Impedanța electrică raportată la rezistența în curent continuu va avea expresia :

$$\frac{\underline{Z}}{R_0} = \frac{2}{\pi}\left[\frac{\pi}{2} - \arcsin\frac{d}{\delta} + \frac{8}{3}\frac{d}{\delta} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{3}\frac{d}{\delta}\left(2\frac{d^2}{\delta^2}-5\right)\left(1-\frac{d^2}{\delta^2}\right)^{\frac{1}{2}} + j2\frac{d^2}{\delta^2}\left(1-\frac{1}{3}\frac{d^2}{\delta^2}\right)\right]; \quad (43)$$

pentru $d = 0$ se obține $\frac{Z}{R_0} = 1$.

Pentru puterea aparentă care intră în conductor prin unitatea de suprafață se obține :

$$\underline{S} = \frac{\rho I^2_m}{\pi d}\left[\frac{\pi}{2} - \arcsin\frac{d}{\delta} + \frac{8}{3}\frac{d}{\delta} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{3}\frac{d}{\delta}\left(2\frac{d^2}{\delta^2}-5\right)\left(1-\frac{d^2}{\delta^2}\right)^{\frac{1}{2}} + j2\frac{d^2}{\delta^2}\left(1-\frac{1}{3}\frac{d^2}{\delta^2}\right)\right]. \quad (44)$$

9. Conductor cilindric circular parcurs de curent alternativ sinusoidal

În acest caz liniile de cîmp magnetic vor fi cercuri concentrice cu axa conductorului. Determinarea cîmpului magnetic și electric pe secțiunea conductorului este dată în anexa IV.

Cu expresia primei armonici a cîmpului electric pe suprafață obținută în anexa IV, ținînd seamă că $l_E = l$ și $l_H = 2\pi r_0$, obținem pentru impedanța conductorului :

$$\underline{Z} = \frac{\rho l}{\pi r_0^2}(e_2 + je_1). \quad (45)$$

Dacă în cazul unui conductor cilindric circular se dă $H_s = H_{ms} \sin \omega t$, problema se rezolvă la fel ca mai sus : în prima parte a semiperioadei

E_s și H_s au aceleași expresii, dar în intervalul de timp $t_0 < t < \frac{T}{2}$, $E=0$ și $H=H_s$ pentru $r_0 \geqslant r \geqslant 0$, dispărînd termenul al doilea din expresiile (4.8) și (4.9).

Dacă pentru $t = \frac{T}{2}$ $r' = r'_{min} > 0$, atunci $t_0 = \frac{T}{2}$ și a doua integrală din expresiile (48) și (49) sînt, de asemenea, nule. Dacă $r_0 - r'_{min} = \delta \ll r_0$, notînd $r' = r_0 - x$ se obțin aceleași relații ca la punctul 4, respectiv 5.

10. Curenții turbionari în conductorul cilindric drept, în cîmp magnetic axial

Raza suprafeței cilindrice de separație a celor două regiuni magnetizate axial în sensuri contrare se obține din expresia fluxului :

$$\Phi = -\Phi_m \cos \omega t = \pi B_s (n_0^2 - r'^2) - \pi B_s (r'^2 - r'^2_{min}). \tag{46}$$

Trebuie de remarcat că o variație sinusoidală a fluxului care trece prin conductor nu poate fi obținută decît dacă $\pi B_s r_0^2 \geqslant \Phi_m$.

În relația (46) raza minimă a suprafeței de separație este dată de expresia :

$$r'_{min} = \sqrt{r_0^2 - \frac{\Phi_m}{\pi B_s}}. \tag{47}$$

Cu aceasta se obține, pentru $r'(t)$, expresia :

$$r' = \sqrt{\frac{r_0^2 + r'^2_{min}}{2} + \frac{\Phi_m}{2\pi B_s} \cos \omega t} =$$

$$= \sqrt{r_0^2 + \frac{\Phi_m}{2\pi B_s} (\cos \omega t - 1)}. \tag{48}$$

Liniile de cîmp electric sînt cercuri concentrice cu axa conductorului, expresiile cîmpului electric și magnetic pe secțiunea conductorului fiind date în anexa V.

Cu expresiile cîmpului electric și ale primei armonici a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului, deduse în anexa V, ținînd seamă că $l_H = l$ și $l_E = 2\pi r_0$, impedanța magnetică a conductorului va fi :

$$\underline{Z}_m = \frac{l\omega}{4\pi\rho} (jh_1 + jh_2). \tag{49}$$

11. Concluzii

Teoria neliniară limită, bazată pe ideea unei suprafețe mobile de separație a regiunilor magnetizate în sensuri contrare, este cea mai indicată metodă de studiere a propagării undelor electromagnetice în conductoare feromagnetice, permițînd luarea în considerare a caracteristicilor acestora cu ajutorul unor calcule simple.

În cazurile studiate, curbele $E(t)$ și $H(t)$ se abat mult de la variația sinusoidală, forma lor depinzînd de forma secțiunii conductorului și de distanța de la suprafața sa.

În conductoarele feromagnetice masive, neglijînd histerezisul, cîmpurile electrice și magnetice pătrund numai pînă la o adîncime finită. Adîncimea de pătrundere este aceeași în cazul variației sinusoidale a curentului care parcurge conductorul sau a cîmpului magnetic de pe suprafața sa și este cu 4% mai mică în cazul variației sinusoidale a fluxului, respectiv intensității cîmpului electric pe suprafața conductorului (pentru aceeași valoare a armonicii întîi a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului). Adîncimea de pătrundere obținută pe altă cale de Rosenberg [1] are aceeași valoare dacă se consideră $B_s = B_{ms}$ și este de 1,455 ori mai mică decît cea obținută de F. Haberland [5].

Modulul impedanței este de 1,012 ori mai mare, iar argumentul ei este cu 3°30′ mai mic în cazul variației sinusoidale a fluxului sau a cîmpului electric pe suprafața conductorului decît în cazul variației sinusoidale a curentului sau a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului. Impedanța obținută de F. Haberland [5] are modulul de 0,884 ori mai mic și argumentul cu 8°46′ mai mare.

Puterea activă care intră în conductor este de 1,043 ori mai mare, iar puterea reactivă de 0,883 ori mai mică în cazul variației sinusoidale a fluxului decît în cazul variației sinusoidale a curentului ; puterea activă obținută de F. Haberland [5] este de 0,808 ori mai mică, iar cea reactivă, de 1,143 ori mai mare ; puterea obținută de Rosenberg [1] este de 0,786 ori mai mică.

Factorul de putere are valoarea de 0,707 ($\varphi = 45°$) în cazul mediilor cu parametrii liniari, 0,817 ($\varphi = 35°16'$) după relația propusă de F. Haberland [5], 0,857 ($\varphi = 31°$) după relația propusă de L. R. Neiman [7], 0,895 ($\varphi = 26°30'$) în cazul limită la variația sinusoidală a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului și 0,921 ($\varphi = 23°$) în cazul variației sinusoidale a cîmpului electric pe suprafața conductorului. Factorul de putere în cazul conductoarelor feromagnetice este sensibil mai mare decît în cazul conductoarelor cu permeabilitate magnetică constantă.

Dacă se ia în considerare histerezisul, cazurile studiate diferă între ele. La variația sinusoidală a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului puterea activă scade, iar cea reactivă crește, factorul de putere micșorîndu-se ; la variația sinusoidală a fluxului puterea activă crește, puterea reactivă rămîne constantă, factorul de putere crescînd. Adîncimea de pătrundere rămîne aceeași în ultimul caz, scăzînd în cazul

variației sinusoidale a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului. Aceste concluzii explică părerile contradictorii ce se întîlnesc în lucrările de specialitate cu privire la influența histerezisului.

În cazul conductoarelor ale căror dimensiuni transversale sînt mai mici decît adîncimea de pătrundere, fluxul crește pînă la saturație în prima parte a semiperioadei, rămînînd apoi constant în restul ei; astfel, curenții turbionari sînt diferiți de zero numai în prima parte a semiperioadei. Impedanța electrică sau magnetică, respectiv puterea aparentă care intră în astfel de conductoare, sînt funcții complicate de ρ, ω, B_s, H_{ms} și dimensiunile acestora.

ANEXA I

Efectul pelicular al curenților turbionari într-un semispațiu conductor în ipoteza $\underline{\mu} = \text{const.}$

Considerăm un conductor imobil, izotrop și omogen de rezistivitate $\rho = \frac{1}{\sigma}$ și permeabilitatea magnetică complexă $\underline{\mu} = \mu e^{-j\chi} = \text{const.}$, care ocupă semispațiul $x > 0$, limitat vertical de planul $y\,o\,z$ al unui sistem de coordonate carteziene. Ecuațiile cîmpurilor electrice și magnetice în regim cvasistaționar, rot $\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} = \frac{\boldsymbol{E}}{\rho}$, rot $\boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t}$, în ipoteza că în stînga conductorului există un cîmp magnetic armonic după axa o y, $H_s = H_{ms} \sin\omega t$ (cu indicele s se notează mărimile care se referă la suprafața conductorului), duc la următoarea ecuație în complex a intensității cîmpului magnetic:

$$\frac{d^2 \underline{H}_m}{dx^2} = \underline{\alpha}^2 \underline{H}_m, \tag{1.1}$$

în care $\underline{\alpha}^2 = j\omega\sigma\underline{\mu}$.

Soluția acestei ecuații este:

$$\underline{H}_m = \underline{H}_{ms} e^{-\underline{\alpha} x}. \tag{1.2}$$

Pentru intensitatea cîmpului electric în complex se obține:

$$\underline{E}_m = -\rho \underline{\alpha} \underline{H}_{ms} e^{-\underline{\alpha} x} = \underline{E}_{ms} e^{-\underline{\alpha} x}. \tag{1.3}$$

În aceste relații:

$$\underline{\alpha} = \alpha' + j\alpha'' = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\rho}} e^{j\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\chi}{2}\right)} =$$

$$= \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\rho}} \left(\sqrt{1 + \sin\chi} + j\sqrt{1 - \sin\chi}\right). \tag{1.4}$$

Rezultă de aici că amplitudinile cîmpurilor electrice și magnetice descresc exponențial cu distanța x, argumentele lor scăzînd liniar; intensitatea cîmpului electric este decalată cu $\frac{\pi}{4} - \frac{\chi}{2}$ în sens trigonometric față de intensitatea cîmpului magnetic. Locul geometric al lui $\underline{H}_m$ și $\underline{E}_m$ este reprezentat în figura 1.1.

Adîncimea de pătrundere δ' a undei electromagnetice plane, considerată, în cazul mediilor cu parametri liniari, ca distanța de la suprafața corpului la care intensitatea cîmpului electric sau magnetic scade de $e = 2{,}72$ ori, este:

$$\delta' = \frac{1}{\alpha'} \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \frac{1}{\sqrt{1 + \sin\chi}}. \tag{1.5}$$

Impedanța electrică a unui paralelipiped a cărui latură paralelă cu cîmpul electric are lungimea l_E, cea paralelă cu cîmpul magnetic l_H, iar a treia latură, dirijată în adîncimea conductorului, are lungime infinită și notîndu-se, în complex,

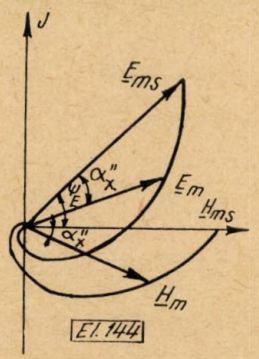


Fig. 1.1 Locul geometric al cîmpului magnetic $\underline{H}_m$ și al cîmpului electric $\underline{E}_m$ la pătrunderea unei unde electromagnetice plane într-un semispațiu conductor în ipoteza $\underline{\mu} = \text{const.}$

cu $\underline{U}_{ms}$ amplitudinea tensiunii electrice pe suprafața conductorului după oz și cu $\underline{I}_m$ amplitudinea, în complex, a curentului ce trece prin fața paralelă cu planul $x\,o\,y$, este:

$$\underline{Z} = R + jX = \frac{\underline{U}_{ms}}{\underline{I}_m} = -\frac{l_E}{l_H} \frac{\underline{E}_{ms}}{\underline{H}_{ms}} =$$

$$= \frac{l_E}{l_H} \rho(\alpha' + j\alpha'') = \frac{l_E}{l_H} \sqrt{\omega\mu\rho}\, e^{j\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\chi}{2}\right)}. \tag{1.6}$$

Impedanța magnetică a aceluiași paralelipiped va fi:

$$\underline{Z}_m = -\frac{\underline{I}_m}{\underline{\Phi}_m} = -j\omega \frac{l_E}{l_H} \frac{\underline{H}_{ms}}{\underline{E}_{ms}} = \frac{j\omega}{\underline{Z}} =$$

$$= \frac{l_H}{l_E} \sqrt{\frac{\omega}{\mu\rho}}\, e^{j\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\chi}{2}\right)}, \tag{1.7}$$

în care s-a notat cu $\underline{\Phi}_m$ amplitudinea în complex a fluxului magnetic interior, care trece prin fața paralelă cu planul $x\,o\,z$.

Din relațiile (1.5), (1.6) și (1.7) rezultă că adîncimea de pătrundere și impedanța electrică și magnetică depind numai de parametrii mediului, fiind independente de valoarea intensității cîmpului magnetic pe suprafața conductorului. La creșterea lui χ, rezistența crește, iar reactanța interioară scade; în cazul neglijării histerezisului și a viscozității magnetice, $\chi = 0$, $R = X$.

Puterea aparentă care intră în conductor prin unitatea de suprafață este:

$$\underline{S} = P + jQ = -\frac{1}{2} \underline{E}_{ms} \underline{H}^*_{ms} = \frac{\rho}{2} (\alpha' + j\alpha'') H^2_{ms} =$$

$$= 0{,}354 \sqrt{\rho\omega H^3_{ms} B_{ms}} \left(\sqrt{1 + \sin\chi} + j\sqrt{1 - \sin\chi}\right) \tag{1.8}$$

Factorul de putere, $\cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\chi}{2}\right) = \sqrt{\frac{1 + \sin\chi}{2}}$, are valoare $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$ pentru $\chi = 0$.

ANEXA II

Cîmpul electric pe suprafața conductorului în cazul $H_s = H_{ms} \sin\omega t$ luîndu-se în considerare fenomenul de histerezis

Pentru $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi$ obținem, ca și în cazul neglijării histerezisului:

$E = 0$, pentru $x' < x < \delta$;

$E = 2B_s \frac{dx'}{dt}$, pentru $0 < x < x'$,

Deoarece în acest caz la suprafața de separație a celor două regiuni magnetizate în sensuri contrare $H = H_c$,

$$H_s = H_c + \frac{2B_s}{\rho} x' \frac{\mathrm{d}x'}{\mathrm{d}t}, \tag{2.1}$$

cîmpul magnetic descrescînd de la H_s pentru $x = 0$ la H_c pentru $x = x'$.

Din relația (2.1) se obține:

$$\frac{\mathrm{d}x'^2}{\mathrm{d}t} = \frac{\rho H_{ms}}{B_s} \sin \omega t - \frac{\rho H_c}{B_s}.$$

Ținînd seamă că $x' = 0$ la $H = H_c \left(t = t_h = \right.$

$\left. = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{H_c}{H_{ms}}\right)$ se obține:

$$x'^2 = \frac{\rho H_{ms}}{\omega B_s} (\cos \omega t_h - \cos \omega t) + \frac{\rho H_c}{B_s} (t_h - t) =$$

$$= \delta^2 \left[\frac{\cos \omega t_h - \cos \omega t}{2} + \frac{\omega}{2} \frac{H_c}{H_{ms}} (t_h - t)\right]. \tag{2.2}$$

Această mărime devine maximă pentru $t = \frac{T}{2} - t_h$, rezultînd pentru adîncimea de pătrundere următoarea expresie:

$$\delta_h^2 = \frac{2\rho H_{ms}}{\omega B_s} \cos \omega t_h - \frac{\rho H_c}{B_s} \left(\frac{T}{2} - 2t_h\right) =$$

$$= \delta^2 \left[\cos \omega t_h - \frac{\pi}{2} \frac{H_c}{H_{ms}} \left(1 - 4 \frac{t_h}{T}\right)\right]. \tag{2.3}$$

Din cele arătate rezultă că $E_s = 0$ pentru $0 < t < t_h$ și pentru $\frac{T}{2} - t_h < t < \frac{T}{2}$; pentru $t_h < t < \frac{T}{2} - t_h$,

$$E_s = \frac{B_s \omega \delta}{2} \frac{\sin \omega t - \frac{H_c}{H_s}}{\sqrt{\frac{\cos \omega t_h - \cos \omega t}{2} + \omega \frac{H_c}{H_{ms}} (t_h - t)}}. \tag{2.4}$$

În cele ce urmează vom rezolva cazul important pentru practică $\frac{H_c}{H_{ms}} \ll 1$; în acest caz $\sin \omega t_h \approx \omega t_h = \frac{H_c}{H_{ms}}$. Din relația (2.3′) rezultă:

$$\delta_h = \delta \left(1 - \frac{\pi}{4} \frac{H_c}{H_{ms}}\right). \tag{2.3}$$

Aproximînd E_s cu expresia:

$$E_s \approx \frac{B_s \omega \delta}{2} \cdot \frac{\sin \omega t - \frac{H_c}{H_{ms}}}{\sin \frac{\omega t}{2}}, \tag{2.4}$$

se obține pentru fundamentala cîmpului electric în complex expresia:

$$\underline{E}_{1\,ms} = \frac{4}{3\pi} B_s \omega \delta \left[\left(1 + \frac{3}{2} \frac{H_c}{H_{ms}}\right) - j2 \left(1 - \frac{3}{2} \frac{H_c}{H_{ms}}\right)\right]. \tag{2.5}$$

ANEXA III

Cîmpul magnetic și electric în conductor în cazul $E_s = E_{ms} \sin \omega t$

Poziția suprafeței de separație se determină din expresia fluxului.

Astfel, pentru $0 < \omega t < \pi$, din:

$$\Phi(t) = -\Phi_m \cos \omega t = B_s x' - B_s (\delta - x') = 2B_s x' - B_s \delta,$$

se obține:

$$x' = \frac{\Phi_m}{2B_s} (1 - \cos \omega t) = \frac{\delta}{2} (1 - \cos \omega t). \tag{3.1}$$

Cîmpul electric este dat de relațiile:

$$E = B_s \delta \omega \sin \omega t, \text{ pentru } 0 < x < x'$$

și

$$E = 0, \qquad \text{pentru } x' < x < \delta,$$

iar cîmpul magnetic, de relațiile:

$$H = \frac{B_s \delta \omega}{\rho} (x' - x) \sin \omega t, \text{ pentru } 0 < x < x',$$

respectiv

$$H = 0, \qquad \text{pentru } x' < x < \delta.$$

Pe suprafața conductorului, acestea au valorile:

$$E_s = B_s \delta \omega \sin \omega t,$$

$$H_s = \frac{B_s \delta^2 \omega}{2\rho} \sin \omega t (1 - \cos \omega t).$$

În semiperioada următoare, păstrînd aceeași origine a timpului:

$$x' = \frac{\delta}{2} (1 + \cos \omega t),$$

$$E_s = B_s \delta \omega \sin \omega t,$$

$$H_s = \frac{B_s \delta^2 \omega}{2\rho} \sin \omega t (1 + \cos \omega t).$$

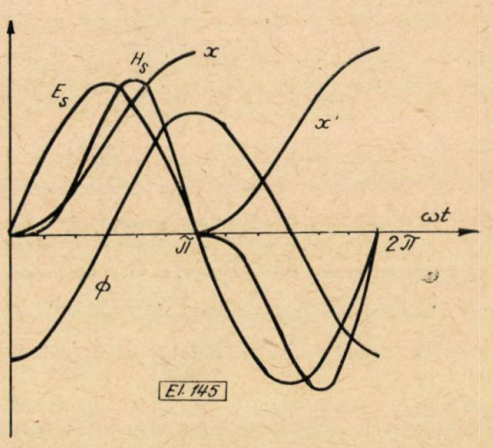


Fig. 3.1 Curbele de variație în timp a fluxului magnetic $\Phi(t)$, a cîmpului magnetic pe suprafața conductorului $H_s(t)$, a cîmpului electric pe suprafața conductorului $E_s(t)$ și a poziției suprafeței de separație $x'(t)$ în ipoteza unei variații sinusoidale a cîmpului electric pe suprafață.

In figura 3.1 sînt reprezentate curbele $x'(t)$, $\Phi(t)$, $E_s(t)$ și $H_s(t)$. Cîmpul magnetic pe suprafața conductorului are valoarea maximă $H_{s\,max} = \frac{3\sqrt{3}B_s\,\delta^2\,\omega}{8\rho} = 0{,}65\,\frac{B_s\,\delta^2\,\omega}{\rho}$; descompunînd în serie Fourier expresia lui H_s se obține următoarea expresie, în complex, pentru amplitudinea fundamentalei sale :

$$\underline{H}_{1\,ms} = \frac{B_s\,\delta^2\,\omega}{2\rho}\left(-\frac{4}{3\pi} - \mathrm{j}\right) = -1{,}085\,\frac{B_s\,\delta^2\,\omega}{2\rho}\,e^{\mathrm{j}67^\circ}. \quad (3.2)$$

De aici rezultă, pentru adîncimea de pătrundere, expresia :

$$\delta = 0{,}96\sqrt{\frac{2\rho\,H_{1\,ms}}{\omega B_s}}. \quad (3.3)$$

ANEXA IV

Cîmpul magnetic și electric pe secțiunea unui conductor cilindric circular parcurs de curent alternativ sinusoidal

Notînd cu r' poziția suprafeței de separație a celor două regiuni magnetizate în sensuri contrare (fig. 4.1) cîmpul electric va fi :

$$\begin{cases} E = -2\,B_s\,\dfrac{\mathrm{d}r'}{\mathrm{d}t}, & \text{pentru } r_0 > r > r', \\ E = 0, & \text{pentru } r' > r, \end{cases} \quad (4.1)$$

adică va fi uniform pe coroana circulară formată în secțiunea transversală de cercul exterior și cercul de separație a celor două regiuni. Cîmpul magnetic va fi dat de relațiile :

$$\begin{cases} H = I_m\,\dfrac{r^2 - r'^2}{2\pi r\,(r_0^2 - r'^2)}\,\sin\omega t, & \text{pentru } r_0 > r > r', \\ H = 0, & \text{pentru } r < r'. \end{cases} \quad (4.2)$$

Pe suprafața conductorului ele vor avea expresiile :

$$\begin{cases} H_s = H_{ms}\,\sin\omega t = \dfrac{I_m}{2\pi r_0}\,\sin\omega t, \\ E_s = \rho\,\dfrac{I_m}{\pi\,(r_0^2 - r'^2)}\,\sin\omega t. \end{cases} \quad (4.3)$$

Poziția suprafeței de separație se determină din relația :

$$I_m\,\sin\omega t = -\frac{2\pi\,B_s}{\rho}\,(r_0^2 - r'^2)\,\frac{\mathrm{d}r'}{\mathrm{d}t}. \quad (4.4)$$

Ținînd seamă că $r' = r_0$ la $t = 0$, se obține :

$$r'^3 - 3r_0^2\,r' + 2r_0^3 = \frac{3\rho\,I_m}{2\pi\omega\,B_s}\,(1 - \cos\omega t). \quad (4.5)$$

Din cele trei soluții ale ecuației (4.5) numai soluția

$$r' = 2r_0\cos\frac{1}{3}\left\{\pi + \arccos\left[1 + \frac{3\rho\,I_m}{4\pi\,\omega\,B_s\,r_0^3}\,(\cos\omega t - 1)\right]\right\} \quad (4.6)$$

îndeplinește condițiile $r' = r_0$ și $\dfrac{\mathrm{d}r'}{\mathrm{d}t} < 0$, pentru $t = 0$.

Dacă $r' = 0$ înainte de sfîrșitul semiperioadei, la

$$t_0 = \frac{1}{\omega}\arccos\left(1 - \frac{4\pi\,B_s\,\omega\,r_0^3}{3\rho\,I_m}\right) < \frac{T}{2}$$

(condiție îndeplinită numai dacă $\dfrac{3\rho\,I_m}{2\pi\,\omega\,B_s\,r_0^3} > 1$), pentru $t_0 < t < \dfrac{T}{2}$, cîmpul electric va avea expresia :

$$E = \rho\,\frac{I_m}{\pi r_0^2}\,\sin\omega t, \quad r_0 \geqslant r \geqslant 0. \quad (4.7)$$

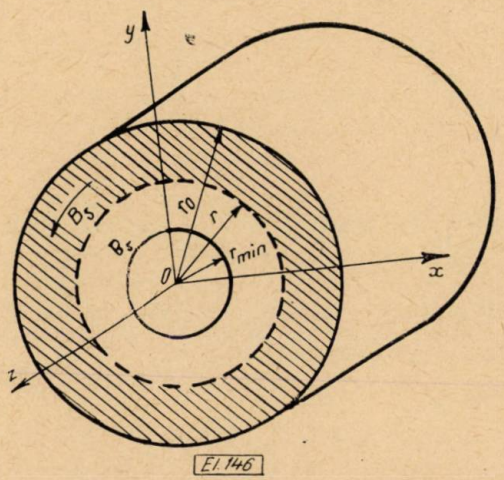


Fig. 4.1 — Regiunile magnetizate în sensuri contrare în cazul conductoarelor cilindrice parcurse de curent alternativ.

Notînd cu :

$$e_1 = \frac{4}{T}\left[\int_0^{t_0}\frac{\sin\omega t\,\cos\omega t\,\mathrm{d}t}{1 - 4\cos^2\frac{1}{3}\left\{\pi + \arccos\left[1 + \frac{3\rho\,I_m}{4\pi\omega B_s r_0^3}\,(\cos\omega t - 1)\right]\right\}} + \int_{t_0}^{\frac{T}{2}}\sin\omega t\,\cos\omega t\,\mathrm{d}t\right]; \quad (4.8)$$

$$e_2 = \frac{4}{T}\left[\int_0^{t_0}\frac{\sin^2\omega t\,\mathrm{d}t}{1 - 4\cos^2\frac{1}{3}\left\{\pi + \arccos\left[1 + \frac{3\rho\,I_m}{4\pi\omega B_s r_0^3}\,(\cos\omega t - 1)\right]\right\}} + \int_{t_0}^{\frac{T}{2}}\sin^2\omega t\,\mathrm{d}t\right], \quad (4.9)$$

amplitudinea în complex a primei armonici a cîmpului electric pe suprafața conductorului va fi :

$$\underline{E}_{1\,ms} = \frac{\rho\,I_m}{\pi\,r_0^2}\,(e_1 - je_2). \quad (4.10)$$

ANEXA V

Cîmpul electric și magnetic pe secțiunea unui conductor cilindric drept în cîmp magnetic axial

Din legea inducției electromagnetice se obține pentru intensitatea cîmpului electric :

$$\begin{cases} E = -\dfrac{\Phi_m\,\omega}{2\pi r}\,\sin\omega t, & \text{pentru } r_0 \geqslant r \geqslant r', \\ E = 0, & \text{pentru } r' > r > 0. \end{cases} \quad (5.1)$$

Intensitatea cîmpului magnetic va fi dată de relaţiile :

$$\begin{cases} H = -\dfrac{\Phi_m \omega}{2\pi\rho} \ln \dfrac{r}{r'} \sin \omega t, \text{ pentru } r_0 \geqslant r \geqslant r', \\ H = 0, \qquad \text{pentru } r' > r > 0. \end{cases} \tag{5.2}$$

Notînd cu :

$$h_1 = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t \cos \omega t \ln \left[1 + \frac{\Phi_m}{2\pi r_0^2 B_s} (\cos \omega t - 1) \right] \mathrm{d}t, \tag{5.3}$$

$$h_2 = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin^2 \omega t \ln \left[1 + \frac{\Phi_m}{2\pi r_0^2 B_s} (\cos \omega t - 1) \right] \mathrm{d}t, \tag{5.4}$$

se obţin expresiile următoare, în complex, pentru amplitudinile primelor armonici ale intensităţilor cîmpurilor electrice şi magnetice pe suprafaţa conductorului :

$$\underline{E}_{ms} = \mathrm{j} \frac{\Phi_m \omega}{2\pi r_0}, \tag{5.5}$$

$$\underline{H}_{1\,ms} = \frac{\Phi_m \omega}{4\pi\rho} (h_1 + \mathrm{j} h_2). \tag{5.6}$$

Bibliografie

[1] *Rosenberg, E.* Wirbelströme in massivem Eisen. In : Elektrotechnik und Maschinenbau **41**, nr. 22, 3 iunie 1923, p. 317—328.

[2] *Rosenberg, E.* Massive Eisenleiter und Wirbelstrombremsen. In : Elektrotechnik und Maschinenbau **41**, nr. 49, 9 decembrie 1923, p. 701—704 ; nr. 50, 16 decembrie 1923, p. 717—723.

[3] *Lang, A.* Wirbelströme im massiven Eisen. In : Elektrotechnik und Maschinenbau **41**, nr. 43, 28 octombrie 1923, p. 621—624.

[4] *Wolman, W.* şi *Kaden, H.* Über die Wirbelstromverzogerung Magneticher Schaltvorgange. In : Zeitschrift für Techniche Physik (Leipzig), vol. **13**, 1932, p. 330—335, şi 516—531.

[5] *Haberland, F.* Theorie des magnetischen Wechselfeldes im Luftspalt von massivem Eisen. In : Archiv für Elektrotechnik, vol. **28**, 1934, p. 234—246.

[6] *Barth, J. B.* Vekselfelter og hvirvelstrØmmer i massivt jern ved hØi magnetisk metning (Cîmpuri alternative şi curenţi turbionari în oţel masiv la saturaţie magnetică intensă). In : Elektrotecknisk Tidsskrift (Oslo, Norvegia), vol. **48**, nr. 7 şi 8, 1935, p. 85—89.

[7] *Haberland, G.* şi *Haberland F.* Das Wechselfeld im gesättigten, massiven Eisen. In : Archiv für Elektrotechnik vol., **XXX**, 1936, p. 126—133.

[8] *Arkadiev, V. K.* Dva sposoba vîcislenia skin — effekta v ferromagnetikah. Prakticeskie problemî elektromagnetizma. Izd. O.T.N. Akademii Nauk S.S.S.R., Moscova, 1939, p. 19—42.

[9] *Ganz, A. G.* Application of Thin Permalloy Tape in Wide — Band Telephone and Pulse Transformers. In : A.I.E.E. Transactions (Electrical Engineering), vol. **65** aprilie 1946, p. 177—183.

[10] *Hale, J. W.* şi *Richardson, F. R.* Mathematical Description of Core Losses. In : A.I.E.E. Transactions, vol. **72**, part. I, septembrie 1953, p. 495—501.

[11] *Connell, H.M.Mc* Eddy-Current Phenomena in Ferromagnetic Materials. In : A.I.E.E. Transactions, part. I. (Communication and Electronics), vol. **73**, iulie 1954, p. 226—235.

[12] *Mac Lean, W.* — Theory of Strong Electromagnetic Waves in Massive Iron. In : Journal of Applied Physics (New York), vol. **25**, octombrie 1954, p. 1267—1270.

[13] *Agarwal, P. D.* Eddy-Current Losses in Solid and Laminated Iron. In : A.I.E.E. Transactions, part. I (Communication and Electronics), vol. **78**, mai 1959, p. 169—181.

[14] *Kesavamurthy, N.* şi *Rajagopalan, P.K.* Eddy- Currents in Solid Iron due to alternating magnetic flux. In : The Proceedings of the Instution of the Electrical Engineers, vol. **106**, part. C. nr. 10, septembrie 1959, p. 207—213 (Monograph. nr. 339 U, iunie 1959).

[15] *Kesavamurthy, N.* şi *Rajagopalan, P. K.* The polyphase induction machine with solid Iron rotor. In : Transaction of the American Institute of Electrical Enginneers, Power Apparatus and Systems, part. II, vol. **78**, decembrie 1959, p. 1092—1098.

[16] *Barth, J. B.* Vekselfelters inntrengen i massive metalldeler, saerlig i jern med magnetisk hysterese. En undersØkelse av feltdempning, hvirvelstrØmmer og effekttap, med anvendelse på ringen om SØderbergelektroden. In : Elektroteknisk Tidsskrift (Oslo, Norvegia), 1933, nr. 1, 3, 5 şi 6.

[17] *Neiman, L. R.* Poverhnostnîi effekt v ferromagnitnîh telah. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1949.

[18] *Răduleţ, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. **IV**. Bucureşti, Litografia Ministerului Învăţămîntului, 1956.

Intrat în redacţie la 8.II.1966

Contribuții la studiul regimului tranzitoriu al motorului asincron alimentat cu tensiune și frecvență variabilă

Radu Manolescu* — București

CZ 621.313.333.018.41.001.41

1. Considerente generale

Larga dezvoltare cunoscută în ultima vreme de convertizoarele statice de frecvență cu tiristoare a dus la utilizarea lor și în domeniul acționărilor electrice, și anume, pentru alimentarea cu tensiune și frecvență variabilă a motoarelor de curent alternativ.

O atenție deosebită s-a acordat, în această direcție, acționărilor reglabile realizate cu motoare asincrone în scurtcircuit, alimentate de la astfel de convertizoare statice, acționări care prezintă caracteristici similare cu acelea ale acționărilor cu motoare de curent continuu (reglare la cuplu constant pînă la turația nominală, și la putere constantă peste această turație) avînd, față de acestea, avantajul simplității, al robusteții și al unui preț de cost redus al motorului asincron.

Una dintre numeroasele probleme legate de realizarea, la performanțe optimale, a acționărilor menționate este determinarea funcțiilor de transfer ale motorului asincron în condițiile alimentării cu tensiune și frecvență variabilă. Cunoașterea acestor funcții de transfer permite realizarea și ajustarea optimală a circuitelor de reglare corespunzătoare; la determinarea lor trebuie să se țină seamă de faptul că motorul asincron și convertizorul de frecvență care îl alimentează formează un ansamblu funcțional unitar.

Luarea în considerare a acestui fapt permite formularea unor juste ipoteze de calcul.

Convertizorul static de frecvență realizat la I.P.A. se caracterizează prin aceea că are două mărimi de comandă : frecvența f_1 a tensiunii trifazate cu care este alimentat motorul asincron, și valoarea eficace U_1 a acestei tensiuni. Fiecare dintre aceste două mărimi de comandă este realizată de blocuri funcționale separate, independente unul de celălalt. De aceea, la determinarea funcțiilor de transfer ale motorului asincron se vor considera ca mărimi la intrarea sistemului, atît frecvența f_1, cît și valoarea eficace a tensiunii de alimentare U_1.

Desigur, particularitățile structurale ale motorului asincron — funcționarea la flux constant pînă la turația nominală — impun stabilirea unei anumite corelații între tensiune și frecvență, corelație exprimată prin :

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const.}$$

Trebuie avut însă în vedere că această corelație este valabilă, în cazul convertizorului amintit, numai în regim staționar, și chiar în aceste condiții, începînd de la o anumită valoare a frecvenței f_1 [2]. În continuare se vor determina funcțiile de transfer ale mașinii asincrone în condițiile menționate.

Pentru calculul acestor funcții de transfer se pleacă de la ecuațiile fundamentale ale mașinii asincrone, scrise în complex [3] :

$$\boldsymbol{U}_1 = R_1 \boldsymbol{i}_1 + \frac{\mathrm{d}\overline{\Phi}_1}{\mathrm{d}t} + \mathrm{j}\omega_1 \overline{\Phi}_1, \tag{1.1}$$

$$0 = R_2 \boldsymbol{i}_2 + \frac{\mathrm{d}\,\overline{\Phi}_2}{\mathrm{d}t} + \mathrm{j}(\omega_1 - \omega_n)\,\overline{\Phi}_2, \tag{1.2}$$

$$\overline{\Phi}_1 = L_1 \boldsymbol{i}_1 + M \boldsymbol{i}_2, \tag{1.3}$$

$$\overline{\Phi}_2 = M \boldsymbol{i}_1 + L_2 \boldsymbol{i}_2, \tag{1.4}$$

$$m = \frac{3}{2} p [\,\overline{\Phi}_1 \times \boldsymbol{i}_2], \tag{1.5}$$

$$m - m_{st} = \frac{\theta}{p} \cdot \frac{\mathrm{d}\,\omega n}{\mathrm{d}t}. \tag{1.6}$$

În acest sistem de ecuații s-au folosit notațiile :

$$\omega_n = \frac{\pi n}{30} \cdot p\,; \tag{1.7}$$

$\boldsymbol{U}_1$ — vectorul tensiunii statorice pe fază (luat ca origine de fază);
$\boldsymbol{i}_1$ — vectorul curentului în faza statorului;
$\boldsymbol{i}_2$ — vectorul curentului în faza rotorului;
$\overline{\Phi}_1$ — vectorul fluxului rezultant al unei faze statorice;
$\overline{\Phi}_2$ — vectorul fluxului rezultant al unei faze rotorice.

(Vectorii sînt reprezentați într-un sistem de coordonate care se rotește cu viteza unghiulară ω);
m — cuplul la arborele mașinii asincrone;
R_1 — rezistența unei faze statorice;
R_2 — rezistența unei faze rotorice;
L_1 — inductanța totală a unei faze statorice;
L_2 — inductanța totală a unei faze rotorice;
M — inductanța de magnetizare a mașinii.

În continuare se poate scrie :

$$\theta = \frac{30}{\pi} \cdot \frac{G D^2}{375}. \tag{1.8}$$

Se definește, de asemenea, curentul de magnetizare :

$$\bar{i}_m = \bar{i}_1 + \frac{M}{L_1} \bar{i}_2. \tag{1.9}$$

* *R. Manolescu* este inginer proiectant principal la I.P.A.

Sistemul ecuațiilor (1.1)—(1.6) cuprinde ecuații neliniare; de aceea, pentru obținerea unor soluții cu aplicabilitate practică, este necesar să se efectueze liniarizarea lor prin calculul variațiilor elementare, în jurul unui punct de funcționare stabilă P_0. Se consideră mașina asincronă la mersul în gol ideal. În aceste condiții, componentele staționare ale curentului rotoric vor fi nule.

Pentru liniarizare se înlocuiește fiecare mărime complexă x_i prin expresia:

$$\bar{x}_i = \overline{X}_i + \Delta\bar{x}_i, \tag{1.10}$$

în care:

$$\overline{X}_i = X_{ia} + \mathrm{j}\, X_{ir}; \tag{1.11}$$

$$\Delta\bar{x}_i = \Delta x_{ia} + \mathrm{j}\, \Delta x_{ir}. \tag{1.12}$$

Din fiecare ecuație scrisă în complex rezultă astfel două ecuații corespunzînd componentelor reale și imaginare. Se neglijează produsele de forma $\Delta x_i \cdot \Delta x_j$ și se elimină din fiecare ecuație valorile staționare corespunzînd regimului de echilibru.

Se ține seamă că:

$$I_{2a} = 0;\ I_{2r} = 0.$$

În aceste condiții, ecuațiile (1.1)—(1.6) devin:

$$R_1 \Delta i_{ma} + L_1 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta i_{ma} - \frac{R_1 M}{L_1}\Delta i_{2a} - L_1\Omega_1 \Delta i_{mr} - L_1 I_{mr}\Delta\omega_1 = \Delta U_1, \tag{1.13}$$

$$R_1 \Delta i_{mr} + L_1 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta i_{mr} - \frac{R_1 M}{L_1}\Delta i_{2r} + L_1\Omega_1 \Delta i_{ma} + L_1 I_{ma}\Delta\omega_1 = 0, \tag{1.14}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta i_{2a} + \frac{R_2}{\sigma L_2}\Delta i_{2a} + \frac{M}{\sigma L_2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta i_{mr} + \frac{M I_{mr}}{\sigma L_2}\Delta\omega_n = \frac{M I_{mr}}{\sigma L_2}\Delta\omega_1, \tag{1.15}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta i_{2r} + \frac{R_2}{\sigma L_2}\Delta i_{2r} + \frac{M}{\sigma L_2}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta i_{mr} - \frac{M I_{ma}}{\sigma L_2}\Delta\omega_n = -\frac{M I_{ma}}{\sigma L_2}\Delta\omega_1, \tag{1.16}$$

$$\Delta m = \frac{2}{3} p M [I_{mr}\cdot\Delta i_{2a} - I_{ma}\Delta_{2r}], \tag{1.17}$$

$$\Delta m = \frac{\theta}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\cdot\Delta\omega_n, \tag{1.18}$$

s-a notat:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}. \tag{1.19}$$

Aceste ecuații constituie sistemul de bază, care va fi utilizat în continuare.

2. Regimul tranzitoriu la variația frecvenței de alimentare

Așa cum s-a arătat la pct. 1, comanda convertizorului de frecvență se face pe două căi: frecvență și tensiune. Corespunzător acestor două posibilități de variație, independente una de alta, mașina asincronă va prezenta două răspunsuri deosebite: la variația frecvenței de alimentare (cînd tensiunea nu variază) și la variația tensiunii de alimentare (cînd frecvența nu variază).

În paragraful acesta se va determina răspunsul mașinii asincrone în primul caz, și anume, la aplicarea unei variații $\Delta\omega_1$ a frecvenței de alimentare, ținînd seamă că $\Delta U_1 = 0$.

În prealabil se observă că ecuația (1.17) se poate scrie:

$$\Delta m = \frac{3}{2} p M I_{mr}\cdot\Delta i_{2a}\left[1 - \frac{I_{ma}}{I_{mr}}\cdot\frac{\Delta i_{2r}}{\Delta i_{2a}}\right],$$

ținînd seamă că atît termenul $\frac{I_{ma}}{I_{mr}}$, cît și termenul $\frac{\Delta i_{2r}}{\Delta i_{2a}}$ sînt de ordinul 10^{-1}, produsul lor este neglijabil față de 1, și ecuația (1.17) se va scrie sub forma:

$$\Delta m = \frac{3}{2} p M I_{mr}\cdot\Delta i_{2a}.$$

Din această ecuație și din ecuațiile (1.18) se obține:

$$\Delta\omega_n = \frac{I_{mr}}{DS}\Delta i_{2a}, \tag{2.1}$$

în care:

$$D = \frac{2\theta}{3p^2 M}. \tag{2.2}$$

Reluînd acum sistemul format din ecuațiile (1.13)—(1.16) și folosind relația (2.1) se obține, ținînd seamă că $\Delta U_1 = 0$:

$$-\left(\frac{M}{L_1} + \frac{T_1 I^2_{mr}}{DS}\right)\Delta i_{2a} + (1 + ST_1)\,\Delta i_{ma} - \Omega_1 T_1 \Delta i_{mr} = T_1 I_{mr}(\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n); \tag{2.3}$$

$$\frac{T_1 I_{mr} I_{ma}}{DS}\cdot\Delta i_{2a} - \frac{M}{L_1}\Delta i_{2r} + \Omega_1 T_1 \Delta i_{ma} + (1 + ST_1)\,\Delta i_{mr} = -T_1 I_{ma}(\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n); \tag{2.4}$$

$$(1 + ST_A)\cdot\Delta i_{2a} + BT_A S\Delta i_{ma} = BT_A I_{mr}(\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n); \tag{2.5}$$

$$(1 + ST_A)\,\Delta i_{2r} + BT_A S\Delta i_{mr} = -BT_A I_{ma}(\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n), \tag{2.6}$$

unde :

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1}; \tag{2.7}$$

$$T_A = \frac{\sigma L_2}{R_2}; \tag{2.8}$$

$$B = \frac{M}{\sigma L_2}. \tag{2.9}$$

Rezolvînd sistemul (2.3)—(2.6) se obţine :

$$\Delta i_{2a} = \frac{BI_{mr}}{A} \frac{1 + \alpha_1 S + \alpha_2 S^2}{1 + \beta_1 S + \beta_2 S^2 + \beta_3 S^3 + \beta_4 S^4} (\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n), \tag{2.10}$$

în care :

$$A = \frac{1}{T_A}. \tag{2.11}$$

Expresiile care dau coeficienţii α_1, α_2, $\beta_1 - \beta_4$ sînt date în anexă. Se constată că $\beta_4 \cong 0$ şi deci polinomul de la numitorul lui (2.10) se poate scrie sub forma unui produs între un polinom de gradul 1 şi unul de gradul 2 :

$$\Delta i_{2a} = \frac{BI_{mr}}{A} \cdot \frac{1}{1 + STE} \cdot \frac{1 + \alpha_1 S + \alpha_2 S^2}{1 + \gamma_1 S + \gamma_2 S^2} (\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n), \tag{2.12}$$

constantele T_E, γ_1 şi γ_2 se calculează numeric.

Ţinînd seamă de ecuaţia (1.17), se obţine :

$$\Delta m = \frac{BI_{mr}^2}{A \frac{2}{3 p M}} \cdot \frac{1}{1 + ST_E} \cdot \frac{1 + \alpha_1 S + \alpha_2 S^2}{1 + \gamma_1 S + \gamma_2 S^2} (\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n) \tag{2.13}$$

şi conform cu relaţia (1.18) :

$$\Delta\omega_n = \frac{1}{ST_M} \cdot \frac{1}{1 + ST_E} \cdot \frac{1 + \alpha_1 S + \alpha_2 S^2}{1 + \gamma_1 S + \gamma_2 S^2} (\Delta\omega_1 - \Delta\omega_n), \tag{2.14}$$

în care :

$$T_M = \frac{AD}{BI_{mr}^2}. \tag{2.15}$$

Pentru calcule practice se poate neglija influenţa polinoamelor de gradul 2 din (2.14) şi se obţine :

$$\Delta\omega_n = \frac{1}{1 + ST_M + S^2 T_M T_E} \Delta\omega_1, \tag{2.16}$$

care este ecuaţia obişnuită a unui element de întîrziere de ordinul 2.

3. Regimul tranzitoriu la variaţia tensiunii de alimentare

Pentru determinarea funcţiei de transfer în cazul variaţiei tensiunii de alimentare se va relua sistemul (1.13)—(1.18), în care se va ţine seamă că $\Delta\omega_1 = 0$:

$$R_1(1 + ST_1)\Delta i_{ma} - \frac{R_1 M}{L_1} \Delta i_{2a} - L_1 \Omega_1 \Delta_{1mr} = \Delta U_1, \tag{3.1}$$

$$R_1(1 + ST_1)\Delta i_{mr} + L_1 \Omega_1 \Delta i_{ma} = 0, \tag{3.2}$$

$$(A + S)\Delta i_{2a} + BS\,\Delta i_{ma} + BI_{mr}\Delta\omega_n = 0, \tag{3.3}$$

$$BS\,\Delta i_{mr} - B I_{ma}\,\Delta\omega_n = 0, \tag{3.4}$$

$$\Delta m = \frac{3}{2} p\, M\, I_{mr} \cdot \Delta i_{2a}, \tag{3.5}$$

$$\Delta m = \frac{0}{p} S \Delta\omega_n. \tag{3.6}$$

Din ecuaţia (3.4) rezultă :

$$\Delta\omega_n = \frac{S}{I_{ma}} \cdot \Delta i_{mr}, \tag{3.7}$$

iar din ecuaţia (3.2) rezultă :

$$\Delta i_{ma} = -\frac{1}{\Omega_1 T_1} \cdot (1 + ST_1)\Delta i_{mr}. \tag{3.8}$$

Se introduc expresiile (3.7) şi (3.8) în (3.3) şi se obţine :

$$\Delta i_{2a} = \frac{B}{A} \frac{S}{1 + ST_A} \left[\frac{1}{\Omega_1 T_1} (1 + ST_1) - \eta\right] \Delta i_{mr}, \tag{3.9}$$

unde :

$$\eta = \frac{I_{mr}}{I_{ma}}. \tag{3.10}$$

Se introduc (3.7), (3.8) şi (3.9) în (3.1) şi se obţine :

$$\Delta i_{mr} = -\frac{1}{L_1 \Omega_1} \frac{1 + ST_A}{1 + a_1 S + a_2 S^2 + a_3 S^3} \Delta U_1, \tag{3.11}$$

unde coeficienţii $a_1 - a_3$ au expresiile :

$$a_1 = T_A + \frac{2 T_1 + T_A}{\Omega_1^2 T_1^2} + \frac{T_2 (1 - \sigma)}{\Omega_1^2 T_1^2} - \eta \frac{T_2 (1 - \sigma)}{\Omega_1 T_1}, \tag{3.12}$$

$$a_2 = \frac{T_1^2 + 2 T_1 T_A}{\Omega_1^2 T_1^2} + \frac{T_1 T_2 (1 - \sigma)}{\Omega_1^2 T_1^2}, \tag{3.13}$$

$$a_3 = \frac{T_A}{\Omega_2^1}. \tag{3.14}$$

Înainte de a continua calculele este oportun să se analizeze succint rezultatul obţinut la

(3.11). Aşa cum s-a arătat la pct. 1, ansamblul convertizor de frecvenţă — motor asincron este prevăzut cu circuite de reglare corespunzătoare, în care este inclus şi un traductor de flux. Acesta permite urmărirea variaţiei curentului de magnetizare atît în regim tranzitoriu, cît şi în regim staţionar, şi deci verificarea practică a concluziilor teoretice din acest paragraf. Fie :

$$P(S) = 1 + a_1 S + a_2 S^2 + a_3 S^3, \qquad (3.15)$$

numitorul fracţiei de la (3.11).

Evident :

$$P(S) = (1 + S\,\theta_1).P'(S), \qquad (3.16)$$

unde $P'(S)$ este un polinom de gradul 2 în S, care poate avea fie două rădăcini reale, fie două rădăcini complex conjugate. În acest din urmă caz, fluxul maşinii va oscila în regimul tranzitoriu, iar caracteristicile amplitudine — frecvenţă şi fază — frecvenţă vor prezenta configuraţia specifică.

Intrucît coeficienţii ecuaţiei (3.15) sînt funcţii de constantele maşinii şi de Ω_1, rezultă că poziţia rădăcinilor lui $P(S)$ în planul complex va varia cu schimbarea frecvenţei de alimentare. Pentru a determina modul în care are loc această variaţie se va determina semnul expresiei :

$$\Delta = \frac{1}{4} q^2 + \frac{1}{27} p^3, \qquad (3.17)$$

unde :

$$q = \frac{1}{a_3} - \frac{1}{3} \cdot \frac{a_1 a_2}{a_3^2} + \frac{2}{27} \cdot \frac{a_2^3}{a_3^3}; \qquad (3.18)$$

$$p = \frac{a_1}{a_3} - \frac{1}{3} \cdot \frac{a_2^2}{a_3^2}, \qquad (3.19)$$

pentru $\Delta > 0$, expresia (3.11) prezintă o pereche de poli complex conjugaţi.

Efectuînd calculele corespunzătoare, rezultă că $\Delta > 0$ pentru valori ale lui Ω_1 situate în afara rădăcinilor exprimate prin relaţia :

$$\Omega_1^{(1,2)} = -\frac{\eta T_2}{2 T_1 T_A}\left[1 \pm \sqrt{1 + \frac{(T_1 + T_2)^2}{(\eta T_2)^2}}\right]. \qquad (3.20)$$

Întrucît expresia de sub radical este întotdeauna mai mare decît unitatea, rezultă că singura soluţie cu sens fizic este :

$$\Omega_1^{(2)} = \frac{\eta T_2}{2 T_1 T_A}\left[\sqrt{1 + \left[\frac{T_1 + T_2}{\eta T_2}\right]^2} - 1\right]. \qquad (3.21)$$

După ce frecvenţa de alimentare a depăşit valoarea exprimată prin :

$$f_1^{(2)} = \frac{\Omega_1^{(2)}}{2\pi}, \qquad (3.22)$$

răspunsul în flux al maşinii asincrone devine oscilant.

La determinările experimentale efectuate asupra unui motor de 5,5 kW, 1500 rot/min, avînd :

$$T_1 = 0{,}12\ S;\ T_2 = 0{,}1\ S;\ T_A = 0{,}03\ S;\ \eta = 5$$

a rezultat, teoretic şi practic :

$$\Omega_1^{(2)} = 8{,}5\ S^{-1} \text{ sau } f_1^{(2)} = 1{,}3 \text{ Hz}.$$

Pentru frecvenţa $f_1 = 10$ Hz, funcţia de transfer (3.11) calculată teoretic este :

$$\Delta i_{mr} = 2{,}85.10^4 \frac{1 + 0{,}03\ S}{(1 + 0{,}1\ S)(S^2 + 0{,}66.10^2 S + 1{,}33.10^2)} \cdot \Delta U_1. \qquad (3.23)$$

Caracteristica amplitudine — frecvenţă corespunzînd funcţiei de transfer (3.23) a fost trasată în figura 1. În aceeaşi figură este dată şi caracteristica ridicată experimental. Uşoara neconcordanţă dintre cele două caracteristici se explică prin aceea că una din ele este calculată ţinînd seamă de constantele maşinii, iar cealaltă este ridicată experimental la bornele traductorului de flux care introduce, evident, o anumită imprecizie.

În continuare, din ecuaţiile (3.5) (3.6) se obţine :

$$\Delta \omega_n = K_u \frac{1}{S\ T_M} \cdot \frac{S(1 + S T_3)}{1 + a_1 S + a_2 S^2 + a_3 S^3} \Delta U_1, \qquad (3.24)$$

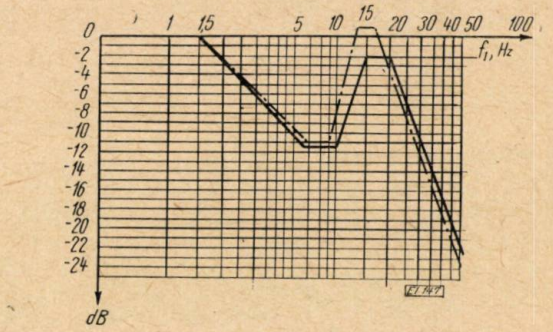


fig. 1. Caracteristica amplitudine-frecvenţă a circuitului de magnetizare :

— · — curba experimentală ; ——— curba teoretică.

unde :

$$K_u = \frac{1}{L_1 \Omega_1 I_{ma}}; \qquad (3.25)$$

$$T_3 = \frac{1}{\eta\ \Omega_1}. \qquad (3.26)$$

Din ecuaţia (3.24) se poate observa că răspunsul în turaţie la un salt al tensiunii de alimentare este similar cu răspunsul în flux.

Pe baza deducţiilor prezentate s-a alcătuit schema structurală simplificată a maşinii asincrone (fig. 2)*.

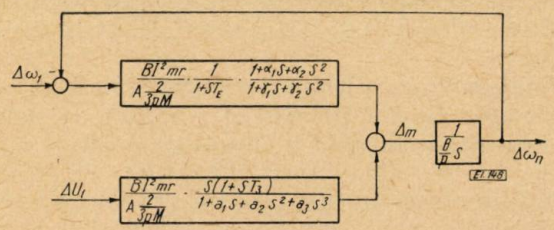


fig. 2. Schema structurală simplificată a maşinii asincronə.

ANEXĂ

$$\beta_1 = \frac{1}{1+\Omega_1^2 T_1^2}\left[2\,(T_1+T_2+T_A)+\frac{T_1}{T_M}(T_1+T_2+T_A)+T_2+\frac{\Omega_1 T_1^2 T_A}{\eta T_M}+2\,\Omega_1^2\,T_1^2\,T_A\right];$$

$$\beta_2 = \frac{1}{1+\Omega_1^2 T_1^2}\left[(T_1+T_2+T_A)^2+2\,T_1 T_A+\frac{T_1^2 T_A}{T_M}+T_2\,(T_1+T_2+T_A)+\Omega_1^2\,T_1^2\,T_A^2\right];$$

$$\beta_3 = \frac{1}{1+\Omega_1^2 T_1^3}\left[2\,T_1\,T_A\,(T_1+T_2+T_A)+T_1\,T_2\,T_A\right];$$

$$\beta_4 = \frac{1}{1+\Omega_1^2 T_1^2}\cdot T_1^2 T_A^2\,;$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{1+\Omega_1^2 T_1^2}\left[(T_1+T_2+T_A)+\frac{\Omega_1 T_1}{\eta}(T_1+T_2)+\Omega_1^2\,T_1^2\,T_A\right];$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{1+\Omega_1^2 T_1^2}\,T_1\,T_A\left(1+\frac{\Omega_1 T_1}{\eta}\right).$$

Bibliografie

[1] *Abraham, L. Heumann, K.* şi *Kopelmann, F.* Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren. In: AEG—Mitt. **54**, nr. 1—2, 1964, p. 89—106.

[2] *Heumann, K.* şi *Jordan, G.* Das Verhalten des Käfigläufermotors bei veränderlicher Speisefrequenz und Stromregelung. In: AEG—Mitt. **54**, nr. 1—2, 1964, p. 106—116.

[3] *Pfaff, G.* Zur Dynamik des Asynchronmotors bei Drehzahlsteuerung mittels veränderlicher Speisefrequenz. In: ETZ—A, vol. **85**, nr. 22, 1964, p. 719—724.

[4] *Schönung, A.* şi *Stemmler, H.* Geregelter Drehstrom — Umkehrantrieb mit gesteuerten Umrichter nach dem Unterschwingunsverfahren. In: BBC—Nachrichten, dec 1964, p. 699—721.

[5] *Landau, I. D., Gavăt, St., Felea, M.* şi *Manolescu, R.* Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice. Lucrarea prezentată la Sesiunea de comunicări a Institutului politehnic — Timişoara, oct 1965.

Intrat în redacţie la 5. VI. 1965

* Autorul mulţumeşte colectivului din I.P.A., alcătuit din tov. ing. Landau I.D. şi ing. Gavăt St., sub conducerea tov. ing. Weinrich G., cari prin preţioasele observaţii critice şi prin lucrările lor în domeniul convertizoarelor statice de frecvenţă i-au fost de un real folos.

Scheme de izolaţie pentru maşinile electrice utilizate la antrenarea compresoarelor din agregatele frigorifice capsulate

Constantin Antohi, Paula Pascal şi Adrian Bercu* — Bucureşti

CZ 621.313.14.048.1

În revista Electrotehnica, nr. 12, 1964 [1] s-a prezentat pe scurt stadiul lucrărilor efectuate în acest domeniu de un colectiv de cercetători din I.C.P.E., pînă la 1 decembrie 1964.

Rezultatele obţinute în această primă etapă s-au concretizat prin elaborarea a două scheme de izolaţie destinate motoarelor asincrone folosite la acţionarea compresoarelor din agregatele frigorifice capsulate, care funcţionează cu freon 12 şi ulei special pentru freon 12 [1], [2].

În anul 1965 lucrările au fost continuate în scopul realizării unor scheme de izolaţie compatibile cu freonul 22 şi uleiul pentru freon 22.

Marile firme străine producătoare de agregate frigorifice capsulate, utilizează în prezent, în producţie de mare serie, scheme de izolaţie cu stabilitate termică de clasă *E* sau *B* [3], [4].

Tendinţele de miniaturizare şi de creştere a randamentelor au drept urmare folosirea în agregatele de tipurile cele mai noi a unor electromotoare cu puteri sporite şi cu dimensiuni foarte mici.

Izolaţia acestor electromotoare fiind intens solicitată termic, necesită utilizarea unor materiale noi, cu stabilitate termică superioară clasei *B* (130°C). Într-un brevet danez foarte recent se arată că temperaturile normale de funcţionare a înfăşurărilor unor electromotoare folosite la antrenarea compresoarelor cu freon 22 sînt cuprinse între 160 şi 225°C [5].

Probleme de compatibilitate destul de dificile le ridică şi folosirea tot mai largă remarcată în ultimul timp a freonului 22.

* *C. Antohi* este cercetător ştiinţific principal, *P. Pascal* este cercetător ştiinţific şi *A. Bercu* este şef de laborator la Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică.

Utilizarea freonului 22 (difluorclormetan — CHF_2CL) în locul freonului 12 (difluordiclormetan — CF_2Cl_2) face să crească sensibil randamentul agregatelor frigorifice. Freonul 22 are o temperatură de fierbere mai scăzută decît a freonului 12, ceea ce permite să se realizeze temperaturi pînă la — 40,8°C, fără a se produce vid în agregat. Datorită acestui fapt se elimină pericolul pătrunderii aerului și umidității în circuitul frigorific prin eventualele neetanșeități și se realizează deci o siguranță mărită în exploatare.

Freonul 22 este însă mai activ din punct de vedere chimic în comparație cu freonul 12. Unele materiale compatibile cu freonul 12 se distrug repede în prezența freonului 22 [6], [7], [8].

Trecerea la izolații cu stabilitate termică ridicată, rezistente la acțiunea freonului 22, complică tehnologia și provoacă o importantă creștere a prețului de cost. Astfel, după Picozzi, V. J. [9], în Anglia, izolația de clasă *B* este de aproximativ de trei ori mai scumpă decît izolația de clasa *A*, iar cea de clasă *H*, chiar de zece ori. În prezent, acesta este unul din motivele pentru care în toate țările producătoare de agregate frigorifice se desfășoară o intensă activitate de cercetare, în scopul realizării următoarelor obiective:

— găsirea unor lacuri de emailare mai stabile la acțiunea freonului, uleiului și temperaturii, justificate din punct de vedere economic;

— găsirea unor materiale suport pentru izolația ancoșei, izolația dintre faze (bobine), protecția capetelor de bobine etc. mai economice;

— găsirea unor lacuri de impregnare (cu sau fără solvenți) cu calități dielectrice superioare, compatibile cu freonul și uleiul utilizat, care să permită totodată un proces tehnologic de impregnare mai economic.

Pe baza experienței cîștigate în anii precedenți și a documentației recente, colectivul de cercetare și-a stabilit, ca obiectiv pentru anul 1965, verificarea cu freon 22 a schemelor încercate în 1964 cu freon 12 și, respectiv, realizarea unor scheme de izolație compatibile atît cu freonul 22 și cu uleiul pentru freon 22, cît și cu freonul 12 și cu uleiul pentru freon 12.

În vederea acestei realizări s-a prevăzut să se experimenteze 12 variante pentru izolația dintre spirele înfășurărilor. Pentru izolația de crestătură și izolația dintre bobine s-a propus, de asemenea, experimentarea a nouă combinații de materiale.

Din cauza compatibilității mediocre constatate în cursul încercărilor din 1964, între uleiul tip HF—12 și lacurile de impregnare 199 „Isola —Breitenbach", C 51 M—F.C.M.E. și rășina epoxi Scotchcast 830, în anul 1965 s-au experimentat numai lacul ELMO 64 E/R recomandat de firma Dr. Beck (R.F.G.) și rășina Araldit F cu întăritor 903.

Încercările de compatibilitate s-au executat după metoda preconizată de dr. R. Steinle și G. Bambach [12], [13], folosindu-se atît machete în formă de bobine, cît și epruvete plane din diverse materiale, ori combinații de materiale izolante.

Machetele cu scheme de izolație au fost confecționate după VDE 0361 Ü (bobine de formă pătrată realizate prin înfășurarea a 50 de spire duble pe un șablon corespunzător). Protejarea bobinelor s-a făcut prin bandajarea lor cu bandă de bumbac, bandă din fire de sticlă (1/2 acoperit) sau prin strîngerea cu șnur din fire de sticlă.

Pentru fiecare schemă de izolație supusă verificării s-au confecționat cel puțin 20 de astfel de machete.

După impregnare și după tratarea termică corespunzătoare, machetele au fost condiționate timp de 24 de ore prin menținere la 115±5°C și apoi 24 de ore la 20—25°C cu umiditate relativă de 60—70%. După condiționare s-au determinat rezistența de izolație, tangenta unghiului de pierderi (la toate) și tensiunea de străpungere a izolației dintre spire (numai la cîte cinci). S-au definit astfel principalele caracteristici electrice inițiale ale machetelor, și anume:

— rezistența de izolație între spire ca medie a cel puțin 20 de măsurări;

— tangenta unghiului de pierderi a izolației dintre spire ca medie a cel puțin 20 de măsurări;

— tensiunea de străpungere a izolației dintre spire ca medie aritmetică a cel puțin cinci determinări.

Machetele care n-au fost încercate la străpungere s-au introdus, cîte cinci, în recipiente etanșe cu capacitatea de circa 1 l, prevăzute cu garnituri de plumb și ventile pentru freon. După fixarea machetelor cu ajutorul unor distanțiere din tablă de oțel, în fiecare recipient s-au turnat cîte 300 ml ulei tip HF — 22. Fiecare recipient a fost apoi menținut timp de 2 ore sub un vid de 1—2 torr, după care s-au introdus în stare gazoasă circa 10 g freon 22, la presiunea de aproximativ 8 kgf/cm². O dată terminată operația de umplere, ventilele s-au închis și s-au asigurat cu capace prevăzute cu garnituri din plumb. Recipientele, astfel pregătite, au fost instalate în etuve cu temperatura de 120± ±2°C sau 140±5°C.

La intervale diferite (de cîte 10 sau 30 de zile) s-a scos din etuve cîte un recipient pentru fiecare schemă de izolație supusă verificării.

Controlul etanșeității recipientelor s-a executat prin măsurarea presiunii reziduale, cu ajutorul unui manometru de precizie. Această presiune a fost la 20°C egală cu circa 8 kgf/cm².

După răcire și după controlul presiunii reziduale, recipientele s-au demontat, iar machetele au fost supuse încercărilor în aceleași condiții ca la determinarea caracteristicilor inițiale.

Rezistența de izolație s-a determinat cu ajutorul unui galvanometru Hartmann — Braun

(sensibilitatea maximă egală cu 2.10^{-9} A/div). În acest scop s-a folosit tensiunea de 1000 V c.c., iar citirile s-au făcut după 60 s de la aplicarea tensiunii.

Tangenta unghiului de pierderi s-a determinat cu ajutorul unei punți Tesla, la frecvența de 1000 Hz.

Tensiunea de străpungere a izolației s-a determinat atît la machete, cît și la mostrele de izolații pentru crestătură și între straturi cu ajutorul unor instalații T U R—R.D.G. la frecvență industrială (50Hz). Toate determinările s-au executat la temperatura camerei.

Mostrele de izolații pentru crestătură și între straturi au fost încercate sub formă de epruvete plane, aplicîndu-se aceeași metodologie ca și în cazul machetelor. În cele ce urmează se prezintă rezultatele obținute pe machete, rezultatele obținute pe epruvete plane, compatibilitatea uleiului de tip HF 22 cu materialele electroizolante încercate și concluzii.

Rezultatele obținute pe machete

În figura 1 se prezintă variația în funcție de timp a tangentei unghiului de pierderi la cinci variante de scheme de izolație menținute în freon 22 și ulei tip HF 22 la temperatura de 140±5°C. Se observă că tangenta unghiului de pierderi a izolației dintre spirele bobinelor din conductoare emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) este mai mică și se menține mai constantă în timp, atunci cînd bobinele sînt impregnate cu rășină epoxi Araldit F. Cele

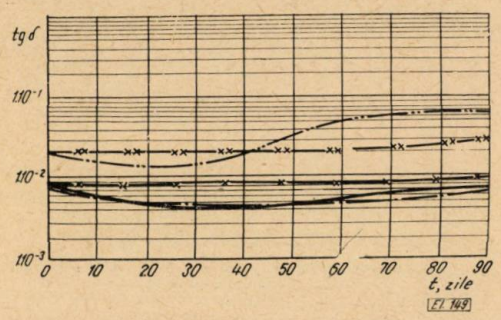


Fig. 1. Variația în timp a tangentei unghiului de pierderi la bobinele impregnate, menținute în freon 22 și ulei tip HF 22 la 140°±5°C :

—— bobine din conductoare de cupru Ø 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 1×(F+903); –·– bobine din conductoare de cupru Ø 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 2 × (F × 903); –··–··– bobine din conductoare de cupru Ø1,05mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 2 × ELMO 64 E/R; – × – bobine din conductoare de cupru Ø 0,55 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 1 × (F + 903); – × × – bobine din conductoare de cupru Ø 0,55 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 2 × ELMO 64 E/R.

Notă : toate bobinele au fost protejate prin înfășurare cu bandă din fire de sticlă 1/2 acoperit.

impregnate cu lac ELMO 64 E/R prezintă valori mai mari.

O îmbătrînire mai rapidă a izolației dintre spirele bobinelor impregnate cu lac ELMO 64 E/R se constată și din studierea variației rezistenței de izolație (fig. 2).

Rezistența de izolație a bobinelor din conductoare de cupru, cu diametrul de 1,05 mm emailate cu lac tereftalic și impregnate de două ori

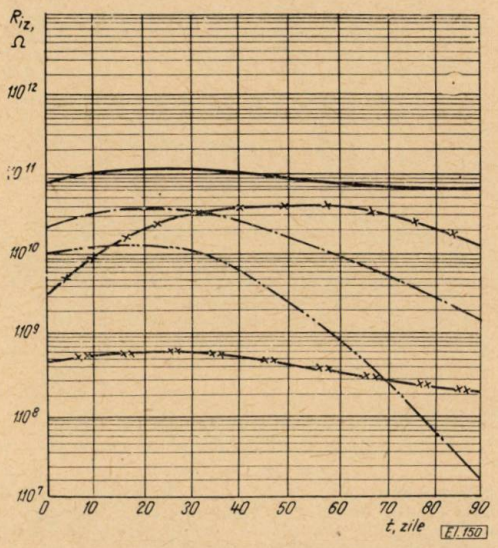


Fig. 2. Variația în timp a rezistenței de izolație între spirele bobinelor impregnate, menținute în freon 22 și ulei tip HF 22 la 140°±5°C :

—— bobine din conductoare de cupru Ø 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 1 × (F + 903); –·– bobine din conductoare de cupru, Ø 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 2 × (F + 903); –··– bobine din conductoare de cupru Ø 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 2 × ELMO 64 E/R; – × – bobine din conductoare de cupru Ø 0,55 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 1 × (F + 903); – × × – bobine din conductoare de cupru Ø 0,55 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) și impregnate 2 × ELMO 64 E/R.

Notă : toate bobinele au fost protejate prin înfășurare cu bandă din fire de sticlă 1/2 acoperit.

cu lac ELMO 64 E/R, scade cu trei ordine de mărime după 90 de zile de menținere la 140±5°C, în timp ce rezistența de izolație a acelorași bobine impregnate însă o dată sau de două ori cu rășină epoxidică Araldit F nu scade mai mult de un ordin de mărime.

În privința rigidității dielectrice deși, inițial, bobinele din conductoare impregnate cu lac ELMO 64 E/R prezintă o valoare medie mai ridicată, după 90 de zile de tratament termic, tensiunea de străpungere a acestora este aproximativ egală cu a bobinelor impregnate cu rășină epoxidică Araldit F.

În figura 3 se prezintă o parte din rezultatele obținute pe bobine neimpregnate (variația tangentei unghiului de pierderi în funcție de timp). Se constată că în timp ce izolația dintre spirele bobinelor executate din conductoare emailate cu lac tereftalic se distruge după circa 30 de zile de menținere la temperatura de 140±5°C în freon 22 și ulei tip HF 22, bobinele realizate din conductoare de cupru emailate cu lac „Duroflex" Franța, cum și cele realizate din conductoare din cupru emailate experimental la I.C.P.E. cu lac polivinilacetalic modificat cu rășină fenolică se comportă foarte bine.

În figura 4 se prezintă o parte din rezultatele obținute în urma menținerii, 90 de zile la 120 $\pm$2°C în freon 22 și ulei HF 22, a unor bobine din conductoare de cupru cu diametrul de 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.), im-

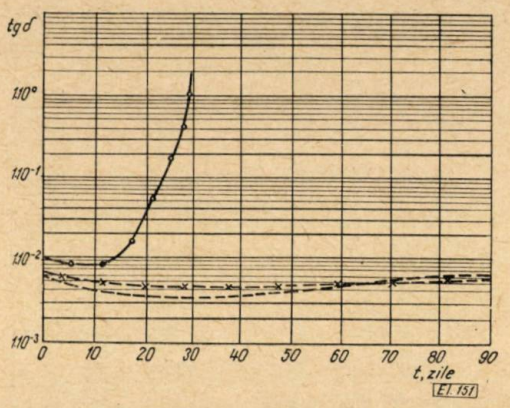


Fig. 3. Variația în timp a tangentei unghiului de pierderi la bobinele neimpregnate menținute în freon 22 și ulei HF 22 la 140$\pm$5°C:

- - - bobine din conductoare de cupru Ø 1,6 mm emailate cu lac polivinilacetalic modificat cu fenol (I.C.P.E.); – × – bobine din conductoare de cupru Ø 0,55 mm emailate cu lac „Duroflex" (Franța); – · – · – bobine din conductoare de cupru Ø 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.).

Notă: toate bobinele au fost protejate prin înfășurare cu bandă din fire de sticlă 1/2 acoperit.

pregnate cu lac ELMO 64 E/R, rășină Araldit F sau neimpregnate.

Cercetînd variația în timp a tangentei unghiului de pierderi (fig. 4), se constată că și la temperatura de 120$\pm$2°C emailul tereftalic neprotejat prin impregnare se distruge în mai puțin de 30 de zile, în timp ce tangenta unghiului de pierderi prezintă o creștere relativ mică în cazul bobinelor protejate cu bandă din fire de sticlă și impregnate cu lac ELMO 64 E/R sau cu rășină epoxidică Araldit F. Bobinele protejate cu bandă de bumbac 1/2 acoperit și impregnate cu

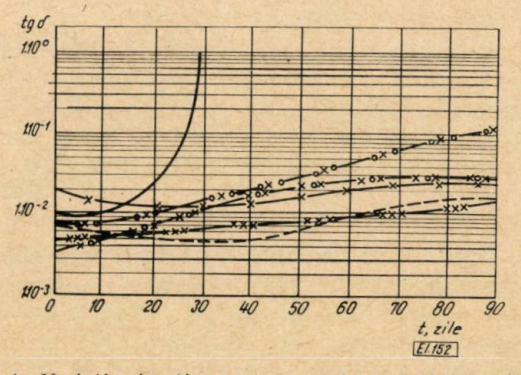


Fig. 4. Variația în timp a tangentei unghiului de pierderi la bobinele din conductoare de cupru ∅ 1,05 mm emailate cu lac tereftalic (F.C.M.E.) menținute în freon 22 și ulei tip HF 22 la 120°$\pm$2°C:

– 0 × 0 – bobine protejate cu bandă de bumbac (1/2 acoperit) și impregnate 1 × (F + 903); – – – – bobine consolidate cu șnur din fire de sticlă (protejate deci parțial) și impregnate 2 × (F + 903); – × 0 × – bobine protejate cu bandă din fire de sticlă (1/2 acoperit și impregnate 1 × (F + 903); – × × × – bobine protejate cu bandă din fire de sticlă (1/2 acoperit) și impregnate 2 × (F+ 903); – × – bobine protejate cu bandă din fire de sticlă (1/2 acoperit) și impregnate 2 × ELMO 64 E/R; —— bobine protejate cu bandă din fire de sticlă (1/2 acoperit) și neimpregnate.

rășină epoxidică Araldit prezintă o înrăutățire a tangentei unghiului de pierderi mai accentuată. Aceasta se explică prin stabilitatea termică mai redusă a benzii de bumbac.

Rezultatele obținute pe epruvete plane

Izolațiile de crestătură și cele folosite la izolarea bobinelor între ele (izolația dintre straturi sau faze) au fost încercate sub formă de epruvete plane cu dimensiunile de 100 × 100 mm × grosimea. Din cauză că în procesul îmbătrînirii termice, unele din aceste izolații devin friabile și își pierd planeitatea, altele se strîng sul sau se încovoaie, nu a fost posibil să se urmărească decît modificarea valorii tensiunii de străpungere în funcție de timp, folosindu-se electrozi sferici (sferă-sferă) cu diametrul de

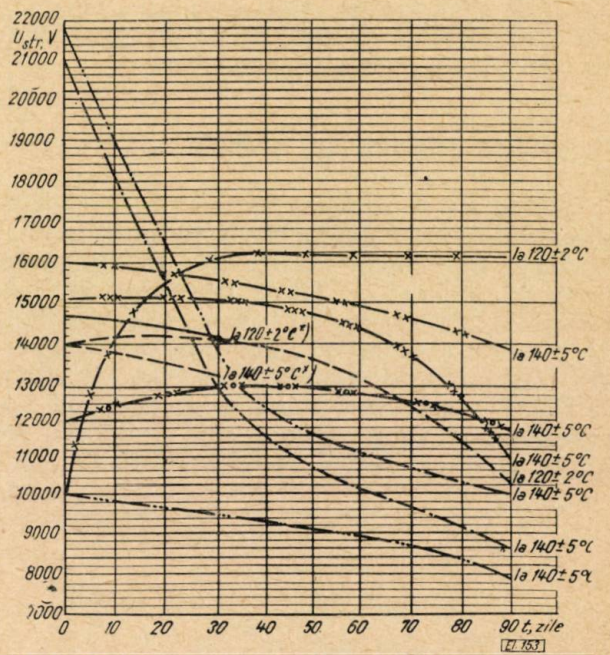


Fig. 5. Variația în timp a tensiunii de străpungere la diverse materiale folosite la realizarea izolației dintre bobine și la izolarea crestăturilor în cazul menținerii în ulei tip HF 22 și freon 22 la 120$\pm$2°C sau 140$\pm$5°C:

—— preșpan electrotehnic (Edelpresspan – R.D.G.) ≠ 0,4 mm impregnat cu ulei HF 22; – – – – preșpan electrotehnic (Edelpresspan – R.D.G.) ≠ 0,4 mm impregnat cu rășină epoxit F + 903; – · – nuvolit H III (import) ≠ 0,25 mm impregnat cu ulei HF 22; – · · – nuvolit H III (import) ≠ 0,25 mm impregnat cu rășină epoxi F + 903; – · · · – hostafan = 0,05 mm (import); – × – izolație HS ≠ 0,22 mm (hostafan 0,05 + țesătură din fire de sticlă ≠ 0,15 mm lipite cu clei din hostafan); – × × – izolație HS ≠ 0,22 mm (hostafan 0,05 + țesătură din fire de sticlă = 0,15 mm impregnat cu rășină epoxi F + 903 după lipirea cu clei); – × × × – izolație HS ≠ 0,22 mm (hostafan 0,05 + țesătură din fire de sticlă ≠ 0,15 mm impregnat cu lac ELMO 64 E/R; – × · × – izolație din două țesături din fire de sticlă cu grosimea de 0,1 mm impregnată cu rășină epoxi F + 903 (grosimea după impregnare 0,22 mm).

25 mm, conform normei elveține VSM 77107 [14].

Rezultatele medii obținute pe cel puțin zece epruvete identice, sînt prezentate în figura 5. Curba *1* prezintă comportarea preșpanului electrotehnic cu grosimea de 0,4 mm impregnat în ulei HF 22. S-a constatat ca după 30 de zile de menținere la temperatura de 120$\pm$2°C, preș-

panul devine foarte sfărîmicios și nu mai poate fi încercat în continuare, pentru că se sparge la cea mai mică atingere.

Același preșpan impregnat cu rășină epoxidică Araldit F (curba *2*), tratat la 120±2°C, are o comportare bună, prezentînd după 90 de zile de îmbătrînire termică o tensiune de străpungere mai mare de 10 000 V.

Dacă însă se tratează la 140±5°C, măsurările nu se mai pot face decît în primele 30 de zile. După acest interval, preșpanul impregnat cu rășină epoxidică devine foarte sfărîminios.

Nuvolitul H III impregnat cu ulei HF—22 manifestă în aceleași condiții de tratament termic o stabilitate mai mică decît cel impregnat cu rășină epoxidică Araldit F (curbele *3*, *4*).

Foliile de hostafan cu grosimea de 0,05 mm, deși devin friabile, totuși se mai pot manipula chiar după 90 de zile de menținere la 140±5°C. Tensiunea de străpungere a lor scade în acest interval de la 10 000 V la circa 8 000 V (curba *5*). Izolația compusă HS, cu grosimea de 0,22 mm (hostafan de 0,05 mm lipit cu clei poliesteric pe o țesătură din fire de sticlă cu grosimea de 0,15 mm), se comportă foarte bine la 120±2°C. În urma polimerizării cleiului poliesteric se constată că tensiunea de străpungere a izolației HS crește timp de 30 de zile cu peste 6 000 V, după care interval rămîne, practic, constantă (curba 6).

Dacă după lipirea cu clei poliesteric (clei de hostafan) izolația HS este impregnată cu rășină epoxidică Araldit F și tratată la 140±5°C, în mediu de freon 22 și ulei HF—22, se constată că, chiar după 90 de zile, tensiunea de străpungere medie nu scade cu mai mult de 2100 V. În acest caz ca urmare a contracției mari a foliei de hostafan, epruvetele s-au răsucit ajungînd la un diametru de circa 30 mm, rămînînd totuși suficient de elastice pentru a permite introducerea electrozilor între marginile răsucite.

Aceeași izolație HS, impregnată cu lac ELMO 64 E/R, manifestă o tendință de îmbătrînire mult mai rapidă, în special după trecerea a 50 de zile de tratament termic la 140±5°C.

Tensiunea de străpungere a acestor epruvete scade după 90 de zile de tratament cu circa 4000 V, iar în privința rezistenței mecanice se constată că sînt mai friabile decît în cazul impregnării cu rășină epoxidică Araldit F (curba *8*).

Epruvetele constituite din două țesături din fire de sticlă, fiecare cu grosimea de 0,1 mm, suprapuse și impregnate cu rășină epoxidică Araldit F (grosimea medie a epruvetei după impregnare fiind 0,22 mm), manifestă o stabilitate termică foarte bună. În primele 50 de zile de tratament la 140±5°C se constată că valoarea tensiunii de străpungere crește cu aproximativ 1000 V, datorită polimerizării complete a rășinii folosită la impregnare. După acest interval, tensiunea de străpungere medie începe să scadă, ajungînd după 90 de zile de îmbătrînire termică accelerată, la o valoare, practic, identică cu cea inițială (curba *9*).

Epruvetele confecționate numai din țesătură din fire de sticlă impregnată cu rășină epoxidică Araldit F, deși destul de rigide, rămîn totuși după 90 de zile la 140±5°C, mult mai elastice decît celelalte tipuri de epruvete descrise mai sus și care au fost încercate la aceeași temperatură. Un asemenea material nu se poate însă utiliza la izolarea crestăturilor decît dacă este format la cald în matrițe speciale.

Compatibilitatea uleiului de tip HF 22 (GOST 5546-59) cu materiale electroizolante încercate

Pentru determinarea compatibilității uleiului folosit în agregatele frigorifice, cu diversele materiale electroizolante încercate, s-a urmărit variația indicelui de aciditate în procesul îmbătrînirii termice accelerate.

Catalizatoarele de îmbătrînire, prezente în procesul tratamentului termic aplicat timp de 90 de zile, au fost oxizii de fier de pe pereții interiori ai recipientelor, suporturile din oțel folosite la fixarea bobinelor și capetele de cupru ale conductoarelor din care au fost confecționate bobinele.

Alterarea cea mai accentuată (fig. 6), se constată în cazul uleiului tratat în recipienți cu bobine neimpregnate, formate din conductoare de cupru emailate cu lac tereftalic

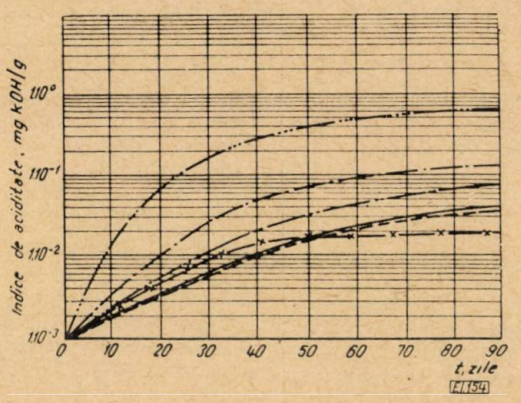


Fig. 6. Variația indicelui de aciditate a uleiului tip HF 22 tratat cu freon 22 în recipienți etanși, la temperatura de 140±5 sau 120 ±2°C:

—— la uleiul din recipienții cu bobine din conductoare „Duroflex" (Franța); – – – – la uleiul din recipienții cu bobine din conductoare emailate cu lac polivinilacetalic modificat cu fenol (I.C.P.E.); – · – la uleiul din recipienții cu bobine din conductoare F.C.M.E. emailați cu lac tereftalic și impregnate cu lac ELMO 64 E/R; – · · – la uleiul din recipienții cu bobine din conductoare F.C.M.E. emailați cu lac tereftalic și impregnate cu rășină epoxi F + 903; – · · · – la uleiul din recipienții cu bobine din conductoare F.C.M.E. emailați cu lac tereftalic și neimpregnate; – × – la uleiul din recipienții cu bobine din conductoare F.C.M.E. emailate cu lac tereftalic, bandajate cu bumbac și impregnate cu rășină epoxi F + 903.

Notă: toate bobinele indicate în primele cinci cazuri au fost protejate prin înfășurare cu bandă din sticlă 1/2 acoperit și menținute în ulei tip HF 22 și freon 22 la temperatura de 140 ±5°C, iar cele indicate în cazul al șaselea (cele protejate prin înfășurare cu bandă de bumbac 1/2 acoperit) au fost menținute în ulei tip HF 22 și freon 22 la temperatura de 120 ± 2°C.

Tabela 1

Scheme de izolație pentru electromotoare de agregate frigorifice capsulate care funcționează cu freon 12 sau cu freon 22

Elementele schemei de izolație	Clasa de stabilitate termică a izolației		
	A	*E*	*B*
Izolația conductoarelor	lac viniflex (respectiv conductoare PEV 2(GOST 7262—54) sau „Duroflex" (conductoare Delle-Franța)	email tereftalic (F.C.M.E.)	email tereftalic (F.C.M.E.)
Izolația între straturi (între faze)	preșpan electrotehnic EV—GOST 2824—60 sau Edelpresspan — R.D.G. cu grosimi de 0,3—0,4 mm	preșpan electrotehnic EV—GOST 2824—60 sau Edelpresspan R.D.G. cu grosimi de 0,3—0,4 mm	izolație HS (hostafan 0,05 mm lipit cu clei pe țesătură din fire de sticlă de 0,15 mm)
Izolația crestăturii	preșpan electrotehnic EV—GOST 2824—60 sau Edelpresspan — R.D.G. cu grosimi de 0,3—0,4 mm	preșpan electrotehnic EV—GOST 2824—60 sau Edelpresspan R.D.G. cu grosimi de 0,3—0,4 mm	izolație HS (hostafan 0,05 mm lipit cu clei pe țesătură din fire de sticlă de 0,15 mm)
Izolația suplimentară sub pene	preșpan electrotehnic EV—GOST 2824—60 sau Edelpresspan — R.D.G. cu grosimi de 0,3—0,4 mm	preșpan electrotehnic EV—GOST 2824—60 sau Edelpresspan R.D.G. cu grosimi de 0,3—0,4 mm	izolație HS (hostafan 0,05 mm lipit cu clei pe țesătură din fire de sticlă de 0,15 mm)
Pene	fibră de 1—1,5 mm GOST 6910—54 sau fibră „Vulkan" (R.D.G.)	fibră sovietică GOST 6910—54 sau „Vulkan" (R.D.G.)	sticlotextolit cu epoxi (F.C.M.E.)
Consolidarea (protecția) capetelor de bobine	ață pescărească din bumbac curat (∅ 1 mm) sau ciurapi din bumbac (F.C.M.E.)	bandă albă de bumbac curat (0,20 × 20 mm, I.I.S. „Republica", Dirste)	bandă din fire de sticlă 0,20 × 20 mm (Vetratex)
Izolația conductoarelor flexibile folosite la conectarea înfășurărilor	înfășurare din fire de bumbac peste care se aplică 4 straturi din țesătură de bumbac (F.C.M.E.)	mărgele ceramice (I.I.S.—Electroceramica, Turda)	mărgele ceramice (I.I.S.—Electroceramica, Turda)
Izolația conexiunilor din capetele de bobine și, respectiv, dintre capetele de bobine și conductoarele flexibile utilizate pentru conectarea la borne	trei, patru straturi hîrtie de condensatoare sau de calblu aplicate prin înfășurare și protejate la exterior cu bandă bumbac 1/2 acoperit	ca la izolația de clasă *A*	tuburi din fire de sticlă și bandă din fire de sticlă (Vetratex)
Izolația tolelor	se realizează prin oxidare sau fosfatare	ca la izolația de clasă *A*	ca la izolația de clasă A
Tole de protecție	fibră de 1—1,5 mm GOST 6910—54 sau fibră „Vulkan" R.D.G.	ca la izolația de clasă *A*	sticlotextolit cu epoxi (F.C.M.E)
Rășină de impregnare	nu se impregnează	Araldit F + întăritor 903 sau 905	Araldit F + întăritor 903 sau 905

(F.C.M.E.). Numai în acest caz indicele de aciditate ajunge, după 90 de zile de tratament, la o valoare mai mare de 0,05 mg KOH/g, indicele inițial maxim admis de literatură [4].

În cazul tratării la temperatura de 140±5°C, cele mai bune rezultate se obțin cu bobinele neimpregnate confecționate din conductoare emailate cu lac „Duroflex"-Franța sau cu lac polivinilacetalic modificat cu rășină fenolică (I.C.P.E.).

Rezultate bune se obțin și în cazul bobinelor din conductoare emailate cu lac tereftalic, protejate cu bandă de bumbac 1/2 acoperit și impregnate cu rășină epoxidică Araldit F, dacă tratamentul termic se face la temperatura de 120±2°C.

Din analiza datelor prezentate în figura 6 rezultă, de asemenea, o compatibilitate mai redusă a uleiului HF-22 cu lacul ELMO 64 E/R în comparație cu rășina epoxidică Araldit F.

Concluzii

Pe baza cercetărilor efectuate în anii 1964 — 1965 se propune ca mașinile electrice asincrone, folosite la antrenarea agregatelor frigorifice capsulate, care funcționează cu freon 12 sau cu cu freon 22, să fie executate cu schemele de izolație de clasă *A*, *E* sau *B* din tabela 1. Alegerea clasei de stabilitate termică pentru un anumit tip de mașină se va face conform STAS 1893-65, în funcție de încălzirile maxime admise de constructor.

Din punctul de vedere al prețului de cost se estimează că în condițiile existente la fabrica „Electromotor"-Timișoara, dacă se consideră prețul de cost al înfășurării statorice cu izolație de clasă *A* egal cu 100, înfășurarea statorică cu izolație de clasă *E* va costa 104 lei, iar cea de clasă *B*, aproximativ 146 lei [2].

Bazați pe datele cele mai recente se apreciază că durata de viață a schemelor de izolație recomandate este de circa 61 000 ore (aproximativ șapte ani), cu condiția ca temperaturile maxime de utilizare să nu depășească 105°C pentru clasa *A*, 110°C pentru clasa *E* și 125°C pentru clasa *B*. Considerînd că durata de acționare a agregatelor frigorifice nu este, în general, mai mare de 50% rezultă că durata reală de viață a izolației motoarelor electrice de antrenare este de minimum 14 ani. Solicitările termice mai mari cu 8—10°C decît cele indicate mai înainte duc la înjumătățirea duratei de viață, în timp ce o reducere a temperaturilor de funcționare cu 8—10°C are ca efect dublarea duratei de viață [16].

Bibliografie

[1] *Antohi, C.* ș.a. Scheme de izolație pentru mașinile electrice utilizate la antrenarea compresoarelor din agregate frigorifice capsulate. In : Electrotehnica **12**, nr. 12, dec 1964, p. 461—468.

[2] Referat I.C.P.E. Scheme de izolație pentru mașinile electrice pentru agregate frigorifice. București, 1964, 26 pag.

[3] *Schuster, D. G.* și *Brüssel, A. B.* Der Klimaschrank in den U.S.A. Technische und Wirtschafliche Entwicklung. In : Kältetechnik **17**, nr. 1, ian 1965, p. 8—14.

[4] *Melțer, L. Z.* ș.a. Experimentalnoe issledovanie svoistv smesei freona 22 so smazocinimi maslami. In : Holodilnaia Tehnika **42**, nr. 2, mart — apr 1965, p. 33—36.

[5] Patent nr. 17 a, 19 (F. 25 b) : 1193071 : Danfoss A/S— Nordborg (Dänemark) — Hermetisch gekapselte Klein kältemaschine und Verfahren zu deren Betrieb. In : Kältetehnik **17**, nr. 8, aug 1965, p. 263.

[6] *John, H.* și *Knoll, W.* Isolationsprobleme bei elektrischen Antriebe gekapselter Kältekompressoren. In : Elektrie **18**, nr. 6, iunie 1965, p. 178—183.

[7] Catalog „Alsthom" — Vernis 453 Formvar (19453). Fișe catalog 51556. Paris, 1964, 20 pag.

[8] *Redkozub, B. D.* și *Artemiuk, B.T.* Kvoprosu o vîbore stroenogo elektrodvigatelea germeticinogo kompressora. In : Holodilnaia Tehnika **42**, nr. 2, mart-apr 1965, p. 14—17.

[9] *Picozzi, V. J.* Verbesserung der Wirkschaftlichkeit vor Motoren für höhere Temperaturen. In : Elektrie **18**, nr. 6, iunie 1964, p. U 85 (după Engineers'digest 24, 1963, nr. 7, p. 83—85).

[10] Beck Informationen — 302/00/4—63— Isoliertränklacke Wärmeklasse B—Lac ELMO 64 E/R, 4 pag.

[11] Ciba. Société anonime — Bâle (Suisse). Resine à couler Araldite F avec durcisseur 903, 25 pag.

[12] *Bambach, G.* Prüfung von electrischen Isolationsmateriellen für gekapselte Kältemaschinen. In : Kältetechnik **8**, nr. 8, aug 1956, p. 268—271.

[13] *Lapucik, V. A., Poiurovskaia, E. I.* și *Siskin, S. V.* Freonostoikosti Elektroisolaționnih materialov. In : Elektroteknika **35**, nr. 6, iunie 1964, p. 31—36.

[14] VSM 77107— Werkstoffprüfung. Dielektrische Durchschlagfestigkeit.

[15] STAS 1893-65. Mașini electrice rotative.Condiții generale.

[16] *Oburger, W.* Die Silikone in der Elektrotechnik. In : Elektrotechnik und Maschinenbau **82**, nr. 6, iunie 1965, p. 296—299.

Intrat în redacție la 28.I.1966

O metodă nouă pentru calculul acționărilor electrice cu mecanism bielă—manivelă

Seracin Eugen* – Timișoara

CZ 621.34 : 621.84

1. Introducere

Mașinile cu mecanism bielă-manivelă, cum ar fi presele mecanice, foarfecele de tăiat tablă, războaiele de țesut etc. au o largă răspîndire în industrie. Ca urmare, calcularea acționării electrice a acestor mașini, în așa fel ca soluția

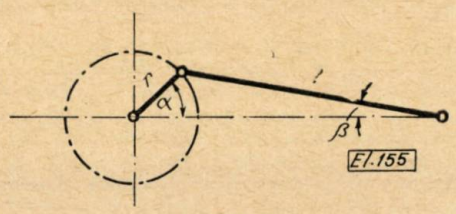


Fig. 1. Schema unui mecanism bielă-manivelă.

aleasă să corespundă sub aspect tehnic și economic, constituie o problemă importantă.

Problema de bază în calculul unei acționări electrice constă în alegerea corectă a datelor motorului de acționare. La acționările cu mecanism bielă-manivelă, sarcina fiind variabilă, se prevede adeseori un volant; în acest caz rezolvarea problemei include și determinarea momentului de inerție al acestuia. Trebuie precizat că în cadrul acestei lucrări se vor înțelege prin datele motorului acei parametri fundamentali pentru acționare, care sînt legați între ei prin constanta electromecanică de timp.

O metodă generală pentru calculul acționărilor electrice constă în determinarea diagramei cuplului cerut motorului de acționare în timpul unui ciclu. Pe baza acestei diagrame motorul electric se alege la încălzire și se verifică la suprasarcină [1], [2], [3], [4], [5].

Determinarea diagramei cuplului cerut motorului electric, $M = f_1(\alpha)$, în cazul acționărilor cu mecanism bielă-manivelă necesită calcule laborioase, mai ales atunci cînd nu se pot neglija forțele de inerție determinate de piesele în mișcare alternativă și cînd diagrama de sarcină este o funcție oarecare de unghiul α al manivelei.

Diagrama cuplului motor se obține rezolvînd ecuația mișcării (1). Pentru a construi această diagramă trebuie însă cunoscute datele motorului și momentul de inerție al pieselor în mișcare. Aceste date se stabilesc în prealabil pe baza unor relații aproximative, urmînd ca după ce s-a construit diagrama cuplului să se verifice exactitatea datelor inițiale. Dacă valorile alese inițial nu se verifică, calculele se refac, cu alte date ale acționării, de atîtea ori pînă ce acestea se vor verifica [4]. Caracterul laborios al calculelor este amplificat de faptul că, în scopul alegerii soluției optime pe bază de criterii tehnico-economice, este necesară examinarea a numeroase variante de proiectare, deoarece există mai mulți parametri prin schimbarea cărora se pot obține diferite soluții pentru acționare. Rezultă că, pe lîngă volumul mare al calculelor, alegerea soluției finale are un caracter destul de incert.

2. O metodă nouă de calcul

2.1. Pentru a contribui la înlăturarea dezavantajelor arătate, autorul a elaborat o metodă nouă de calcul a acționărilor cu mecanism bielă-manivelă, bazată pe determinarea diagramei cuplului motor cerut cu ajutorul unor diagrame de sarcină simplificate [6]. Metoda se poate aplica dacă se aleg motoare a căror caracteristică mecanică cuplu funcție de alunecare, $M = f(s)$, se înlocuiește, de obicei, cu o dreaptă, în calculul acționărilor electrice; acesta este, de exemplu, cazul motorului asincron folosit pentru acționare la majoritatea mașinilor cu mecanism bielă-manivelă (fig. 2). În aceste condiții se poate considera liniară legătura între α și timpul t, erorile introduse de această apro-

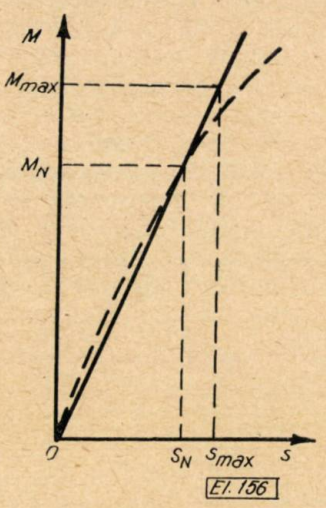


Fig. 2. Caracteristica $M = f(s)$ a motorului de acționare.

ximație fiind practic neglijabile pentru $s \leqslant 0{,}2$ [5]; alunecarea s este definită prin expresia:

$$s = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega},$$

* Dr. ing. *E. Seracin* este conferențiar la Institutul politehnic Timișoara.

unde Ω_0 și Ω sînt vitezele unghiulare ale arborelui motor la mers în gol ideal, respectiv la mers în sarcină. Scopul final urmărit prin aplicarea metodei din această lucrare constă în stabilirea parametrilor fundamentali care caracterizează funcționarea instalației sub aspectul alegerii acționării, adică a cuplului echivalent M_e, a cuplului maxim în timpul unui ciclu M_{max} și a momentului de inerție θ al pieselor în mișcare, pe baza cărora se aleg datele motorului electric de acționare și momentul de inerție θ_r al volantului (§ 2.4 și § 2.5).

Ecuația mișcării aplicată la arborele motor are forma :

$$M = M_s + M_{d1} + M_{d2}, \qquad (1)$$

unde

$$M = \frac{M_N}{s_N}\, s \qquad (2)$$

este cuplul dezvoltat de motor ; M_N și s_N sînt cuplul și alunecarea nominală ale motorului ; $M_s = f_2(\alpha)$ este cuplul static,
iar

$$M_{d1} = -\theta\Omega_0 \frac{ds}{dt} \qquad (3)$$

și

$$M_{d2} = \frac{1}{2}\,\Omega_0^2\,(1-s)^2\,\frac{d\theta}{d(\nu\alpha)} \qquad (4)$$

sînt componentele cuplul dinamic $M_d = M_{d1} + M_{d2}$, θ fiind momentul de inerție total, raportat la arborele motor al pieselor în mișcare și ν raportul de transmisie. Cu valoarea medie s_m legătura între α și t devine :

$$\alpha = \frac{\Omega_0}{\nu}\,(1 - s_m)\,t, \qquad (5)$$

iar cuplul dinamic M_{d2} va depinde numai de α.

2.2. Noua metodă se bazează pe cîteva idei principale arătate în cele ce urmează, care permit o rezolvare simplă pe cale analitică a ecuației diferențiale (1).

a) Diagrama de sarcină $M_s = f_2(\alpha)$ are forme foarte variate. Pentru a rezolva analitic ecuația (1) se înlocuiește diagrama $M_s = f_2(\alpha)$ cu o diagramă echivalentă în trepte (fig. 3), în care se succed intervale de funcționare cu sarcini constante M_{sk1}, M_{sk2} ... sau în general M_{sk}. Diagrama cuplului motor necesar va apare sub formă de exponențiale, care asigură un calcul expeditiv.

b) Din analiza funcționării diferitelor acționări cu mecanism bielă-manivelă a rezultat că variațiile mari ale cuplului motor sînt introduse fie de cuplul M_s, fie de M_{d2}, fie de ambele. Rezultă variații corespunzătoare pentru alunecarea s, deci pentru cuplul de accelerare M_{d1}, care, datorită inerției maselor în rotație, compensează într-o anumită măsură variațiile introduse de M_s și M_{d2}. Deoarece M_s și M_{d2} au efecte asemănătoare, cuplul M_{d2} se poate considera în calcule alături de M_s ca și cum ar fi un cuplu de sarcină. Astfel, se determină și pentru M_{d2} o diagramă echivalentă în trepte,

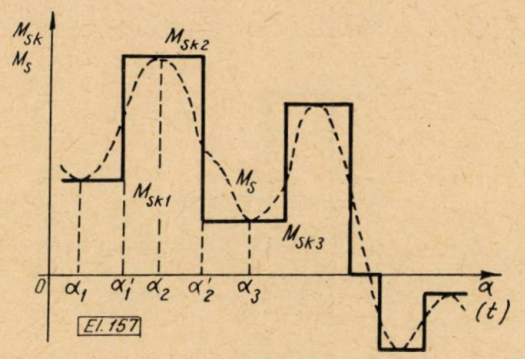


Fig. 3. Determinarea diagramei de sarcină în trepte prin varianta *A*

M_{d2k} fiind valoarea constantă corespunzătoare unei trepte oarecare.

c) Deoarece sînt mai mulți parametri care influențează forma diagramei cuplului motor, se introduce constanta electromecanică de timp medie T_m pentru acționările cu mecanism bielă-manivelă :

$$T_m = \frac{\theta_m\,\Omega_0\,s_N}{M_N} \qquad (6)$$

corespunzătoare unui moment de inerție mediu θ_m. Pe baza egalității energiilor cinetice și a relației (5) rezultînd :

$$\frac{1}{2}\,\theta_m\,[\Omega_0(1-s_m)]^2 = \frac{1}{2}\,\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\theta[\Omega_0(1-s_m)]^2\,d\alpha$$

se calculează :

$$\theta_m = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\theta\,d\alpha = \theta_k + \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\theta_v\,d\alpha = \theta_k + \theta_{vm}, \qquad (7)$$

unde θ_k este partea constantă, iar θ_v partea variabilă a momentului de inerție $\theta = \theta_k + \theta_v$. Momentul de inerție al volantului θ_r și al motorului θ_a sînt cuprinse în θ_k.

Constanta de timp T_m leagă între ei parametri de bază care caracterizează acționarea.

2.3. Pentru a obține diagrama în trepte, din diagrama de sarcină reală reprezentată cu linie întreruptă în figura 4, trebuie să se calculeze patru mărimi : M_{sk1}, M_{sk2}, t_1 și t_2 ; deci, trebuie să se impună patru condiții din care să rezulte cele patru mărimi. Dar, deoarece se pot impune șase condiții legate de mărimile de bază care caracterizează diagrama reală de sarcină, adică : 1) timpul total, t_2 ; 2) timpul de mers în sarcină, t_1' ; 3) sarcina maximă ; 4) sarcina minimă ; 5) sarcina medie și 6) valoarea echivalentă, adică media pătratică, rezultă că

există mai multe posibilități de a calcula diagrama în trepte.

În urma unei analize comparative s-au reținut soluțiile cele mai corespunzătoare pentru calculul acționărilor studiate în lucrare, din care

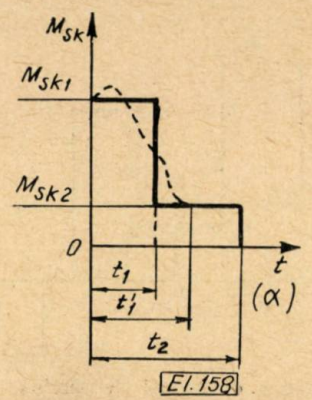


Fig. 4. Diagrama de sarcină în trepte.

se prezintă două variante, notate în continuare cu *A* și *B*.

Varianta A. Fie diagrama exactă a cuplului static M_s reprezentată prin linie întreruptă în figura 3. Diagrama în trepte, trasată cu linie continuă, s-a obținut din cea exactă impunînd următoarele condiții : *a* — egalitatea lucrurilor mecanice ; *b* — egalitatea cuplurilor maxime ; *c* — egalitatea cuplurilor minime ; *d* — egalitatea duratelor intervalelor considerate.

Intervalul $\alpha_2 - \alpha_1'$ se determină din egalitatea lucrurilor mecanice :

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (M_s - M_{sk1})\,\mathrm{d}\alpha = (M_{sk2} - M_{sk1})(\alpha_2 - \alpha_1'). \qquad (8)$$

Varianta B. În figura 5 se arată cu linie continuă diagrama în trepte obținută prin varianta *B*, corespunzător următoarelor condiții : *a* —

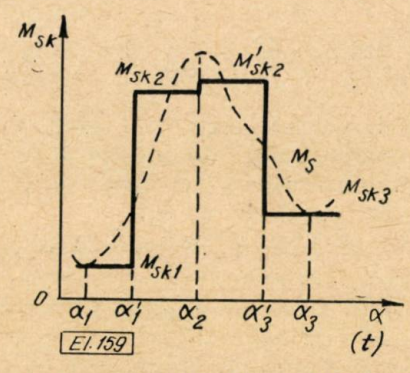


Fig. 5. Determinarea diagramei de sarcină prin varianta *B*.

egalitatea lucrurilor mecanice ; *b* — egalitatea cuplurilor echivalente, exprimată prin relația :

$$\sqrt{\frac{\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} M_s^2 \mathrm{d}\alpha}{\alpha_2 - \alpha_1}} = \sqrt{\frac{M_{sk1}^2\,[(\alpha_2 - \alpha_1) - (\alpha_2 - \alpha_1')] + M_{sk2}^2\,(\alpha_2 - \alpha_1')}{\alpha_2 - \alpha_1}}, \qquad (9)$$

c — egalitatea cuplurilor minime și *d* — egalitatea duratelor intervalelor considerate.

Din ecuațiile (8) și (9) se obține :

$$M_{sk2} = \frac{A_s}{B_s} - M_{sk1} \qquad (10)$$

și

$$\alpha_2 - \alpha_1' = \frac{B_s}{M_{sk2} - M_{sk1}}, \qquad (11)$$

unde s-au notat cu :

$$A_s = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} M_s^2\,\mathrm{d}\alpha - M_{sk1}^2(\alpha_2 - \alpha_1) \text{ și}$$

$$B_s = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (M_s - M_{sk1})\,\mathrm{d}\alpha.$$

2.4. Pe baza celor arătate în § 2.1 și § 2.2 și a relațiilor (2)—(5), ecuația (1) devine :

$$\frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}t} + \frac{M}{T_m} = \frac{1}{T_m}(M_{sk} + M_{d2k}).$$

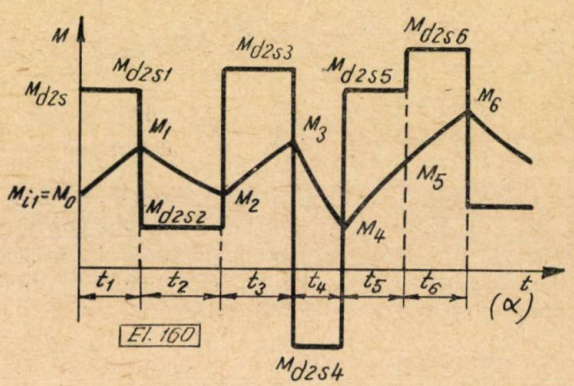


Fig. 6. Diagrama de sarcină M_{d2s} și diagrama cuplului motor *M*.

Cu condiția inițială, că la $t = 0$ să corespundă $M = M_i$, rezultă :

$$M = (M_{sk} + M_{d2k})(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_m}}) + M_i. \qquad (12)$$

Faptul că diagrama cuplului motor apare sub formă de exponențiale asigură și în continuare un calcul expeditiv. Astfel, se elimină încercările obositoare pentru stabilirea cuplului inițial M_{i1}, care se calculează din ecuația (13) obținută prin aplicarea relației (12) la intervalele 1, 2..., *n* din figura 6 :

$$M_{i1} = \frac{\sum_{x=1}^{n} M_{d2sx}\,(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_x}{T_m}})\,\mathrm{e}^{-\frac{\sum_{y=x+1}^{n} t_y}{T_m}}}{1 - \mathrm{e}^{-\frac{\sum_{x=1}^{n} t_x}{T_m}}}, \qquad (13)$$

unde $\sum_{x=1}^{n} t_x = t_c$ este durata ciclului, iar $M_{d2sx} = M_{skx} + M_{d2kx}$.

Cunoscînd diagrama $M = f(t)$ sau $M = f_1(\alpha)$ se determină cuplul echivalent :

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} M^2 \, dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} M^2 \, d\alpha} \quad (14)$$

și cuplul maxim M_{max}. Motorul de acționare se alege pe baza încălzirii astfel ca M_N să fie egal sau mai mare decît M_e, însă cît mai apropiat de M_e [1]—[5], iar verificarea la suprasarcină se face pe baza raportului $\lambda_x = M_{max}/M_N$. Înainte de alegerea motorului nu se cunoaște însă λ_x și de aceea se folosește raportul $\lambda_e = M_{max}/M_e \geqslant \lambda_x$, apropiat ca valoare de λ_x.

Referitor la cuplul dezvoltat de motorul electric trebuie precizat că, după cum se știe, în calculul acționărilor se folosește de obicei cuplul electromagnetic, aceasta fiind mărimea care poate fi exprimată direct în relații matematice în funcție de mărimile electrice și magnetice. De aceea, cuplul echivalent M_e trebuie comparat cu cuplul electromagnetic nominal, M_N, al motorului de acționare. În cataloage se indică însă puterea la arborele motorului de acționare, pe baza căreia, cunoscînd turația nominală, se calculează cuplul nominal la arborele motorului, M_{aN}. Diferența $M_{pN} = M_N - M_{aN}$, relativ mică, reprezintă cuplul corespunzător pierderilor mecanice din motor și pierderilor suplimentare în fier în cazul motorului asincron [7], respectiv pierderilor mecanice din motor și pierderilor în fier în cazul motorului de curent continuu cu excitație în paralel [2]. Compararea valorii numerice a cuplului M_e cu a cuplului M_{aN} este însă admisibilă prin faptul că conduce la un rezultat acoperitor : dacă $M_e \leqslant M_{aN}$, atunci cu atît mai mult $M_e < M_N$, fiindcă $M_N > M_{aN}$. Dar, este necesar să se menționeze că în ecuația (1), M fiind cuplul electromagnetic, trebuie ca M_s să cuprindă și cuplul M_p, ceea ce nu este însă posibil la proiectarea unei acționări, deoarece M_p nu se poate calcula decît după ce se cunosc datele motorului ; rezultă că cuplul calculat M_e nu cuprinde partea corespunzătoare cuplului M_p, în care situație este mai corectă compararea lui M_e cu M_{aN} decît cu M_N.

La alegerea motorului de acționare trebuie să se țină seamă, de asemenea, de perturbațiile rețelei de alimentare, de faptul că în unele cazuri speciale temperatura mediului ambiant poate diferi mult de valoarea pentru care sînt construite motoarele electrice etc. În aceste situații valorile cuplului nominal și cuplului maxim admisibil ale motorului, cu care se compară M_e și M_{max}, trebuie recalculate conform indicațiilor din literatura de specialitate [2], [3], [4], [5], [8] și apoi verificate condițiile de la sfîrșitul § 2.4.

2.5. Metoda de calcul prezentată în lucrare permite și alegerea soluției corespunzătoare cerințelor prin aplicarea în continuare a metodei elaborate de prof. Brașovan M. [1]. În acest scop se reprezintă curbele $M_e = f_1(T_m)$, $\lambda_e = f_2(T_m)$ și $\theta = f_3(T_m)$, care, prin faptul că înfățișează totalitatea soluțiilor posibile pentru acționare, permit alegerea soluției finale pe bază de considerente tehnice și economice.

3. Interpretarea rezultatelor de calcul și experimentale

3.1. În scopul de a aprecia precizia calculelor, autorul a comparat, pentru o serie de cazuri mai des întîlnite în practică, rezultatele obținute prin metoda descrisă cu rezultatele obținute prin rezolvarea ecuației (1) pe cale grafoanalitică. Calculul grafoanalitic s-a făcut din aproape în aproape, în care scop s-a împărțit diagrama de sarcină în intervale finite mici $\Delta\alpha$; valorile medii necesare calculului, corespunzătoare intervalelor $\Delta\alpha$, s-au obținut din diagramele $M_s = f_2(\alpha)$, $\theta = f_3(\alpha)$ și $d\theta/\nu d\alpha = f_4(\alpha)$. Metoda grafoanalitică oferă o precizie mare în construirea diagramei cuplului motor atunci cînd intervalele $\Delta\alpha$ se aleg suficient de mici ; calculele sînt însă extrem de laborioase, metoda avînd dezavantajele arătate în § 1.

În toate cazurile practice examinate s-a constatat că diagramele cuplului motor obținute prin noua metodă, prezentată în lucrare, urmăresc îndeaproape pe cele obținute prin metoda grafoanalitică. Abaterile maxime ale cuplurilor echivalente față de valorile exacte au fost în jur de $\pm 3{,}5\%$, iar ale cuplurilor maxime, în jur de 5%. Valorile cuplurilor M_e și M_{max} și abaterile obținute în cazul aplicării variantei *A* au fost în general puțin mai mari decît cele rezultate prin folosirea variantei *B*. Calculele prin varianta *A* sînt însă mai simple și conduc la rezultate acoperitoare. În calculele cu noua metodă s-a lucrat în general cu alunecarea medie $s_m = 0{,}05$.

Evident că la o mașină de lucru dată, abaterile arătate depind de valoarea constantei T_m(6). Astfel, în cazul teoretic $\theta_m = \infty$, deci $T_m = \infty$, abaterile devin nule ; pentru $\theta_m = 0$, deci $T_m = 0$, abaterea cuplului M_e în cazul variantei *A* și a cuplului M_{max} în cazul variantei *B* pot depăși valorile indicate. Cazurile $\theta = 0$ și $\theta = \infty$ sînt însă limite matematice, care nu se întîlnesc niciodată în practică.

3.2. Pentru a compara rezultatele de calcul obținute prin metoda propusă în lucrare cu cele rezultate prin metoda grafoanalitică și cu situația reală se prezintă ca exemplu cazul unui război de țesut acționat cu un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit. La această mașină de lucru cuplul M_{d2} nu se poate neglija și este produs mai ales de mecanismul bielă-manivelă al vatalei și de mecanismul suveicii.

Diagrama cuplului motor determinată experimental, $M'' = f_1''(\alpha)$, este reprezentată punctat în figura 7 [9]. Cu linie continuă sînt arătate diagrama de sarcină $M_{d2s} = f_5(\alpha)$ și diagrama cuplului motor $M = f_1(\alpha)$, obținute prin noua practică prea mare, avînd în vedere intervalele destul de mari dintre cuplurile normalizate ale seriilor de motoare existente și necesitatea dimensionării suficient de largi a motorului pentru a acoperi perturbațiile de tensiune și sarcină.

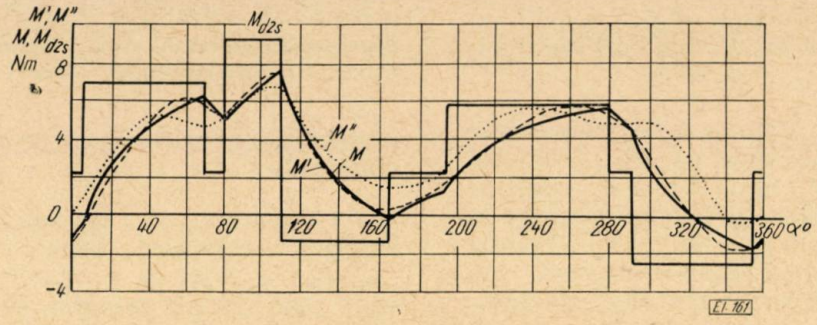


Fig. 7. Diagramele de sarcină și cuplului motor ale unui război de țesut : ····· diagrama experimentală ; — — — — metoda grafoanalitică ; ———— metoda nouă.

metodă, varianta B, iar cu linie întreruptă diagrama $M' = f_1'(\alpha)$, calculată prin metoda grafoanalitică. Pentru a trage concluziile reale din comparația acestor diagrame, calculele s-au făcut considerînd aceleași condiții de lucru ca la măsurători.

Se observă că diagramele cuplurilor M și M' sînt foarte apropiate, rezultînd pentru abaterile ε'_{Me} și $\varepsilon'_{M\,max}$ valori practic neglijabile (1,5%). Între diagramele calculate M și M' și cea experimentală M'' se observă o diferență mai mare, datorită faptului că în calcule nu se pot considera toți factorii care influențează funcționarea și toate mecanismele războiului de țesut, ci numai cele mai importante din punct de vedere al acționării. Comparînd diagramele M'' și M rezultă abaterile $\varepsilon''_{Me} = 4\%$ și $\varepsilon''_{M\,max} = 10\%$.

Diagramele calculate prin cele două metode fiind foarte apropiate, se poate trage concluzia că ordinul de mărime al abaterilor dintre calcul și experiență nu este modificat de noua metodică de proiectare. De asemenea, se poate considera că însăși valorile abaterilor ε''_{Me} și $\varepsilon''_{M\,max}$ dintre calcul și experiență nu au o importanță practică prea mare, avînd în vedere intervalele destul de mari dintre cuplurile normalizate ale seriilor de motoare existente și necesitatea dimensionării suficient de largi a motorului pentru a acoperi perturbațiile de tensiune și sarcină.

Bibliografie

[1] *Brașovan, M.* Beitrag zur Berchnung der Stossantriebe mit Schwungmassen. In : E und M **82**, nr. 9, 1965, p. 442—446.

[2] *Andreev, V. P.* și *Sabinin, Iu. A.* Osnovî electroprivoda. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.

[3] *Leonhard, A.* Elektrische Antriebe. Stuttgard, Ferdinand Enke Verlag, 1959.

[4] *Morozov, D. P.* Osnovî elektroprivoda. Moscova, Gosenergoizdat, 1950.

[5] *Popov, V. K.* Osnovî electroprivoda. Moscova, Gosenergoizdat, 1951.

[6] *Seracin, E.* Contribuțiuni cu privire la metodele de dimensionare ale acționărilor electrice cu mecanism bielă-manivelă. Disertație, Institutul politehnic-Timișoara, 1963.

[7] *Richter, R.* Elektrische Maschinen, Band 4. Basel — Stuttgard, 1954.

[8] * * * Manualul inginerului electricina, vol V. București, Editura tehnică, 1957.

[9] *Văzdăuțeanu, V.* și *Seracin, E.* Unele probleme privind acționarea electrică a războiaielor de țesut. In : Electrotehnica **8**, nr. 12, 1960, p. 436—439.

[10] *Heiler, L. B.* Eine neue allgemeine Methode für die Berechnung der Stossantriebe mit Schwungmassen. In : E und M **78**, nr. 5, 1961, p. 214—218.

[11], *Seracin, E.* Contribuții cu privire la folosirea diagramelor simplificate pentru calculul acționărilor electrice cu mecanism bielă-manivelă. In : Buletinul I.P.—Timișoara, tom. **9**, 1964.

Intrat în redacție la 20.X. 1965

NOTĂ

Relaţii simplificate de calcul pentru capacităţi reciproce între circuite învecinate

Anatol Carabulea* — Bucureşti

CZ 621.3.013.22

1. Formularea problemei

Dezvoltarea sistemelor electrice implică apariţia frecventă a apropierilor dintre liniile de energie şi cele de telecomunicaţie. Calculul capacităţilor reciproce dintre asemenea circuite cu porţiuni multiple de apropieri paralele şi oblice necesită un volum mare de muncă, mai ales cînd se aplică relaţii complicate în care intervin mărimi ce trebuie determinate în prealabil. Relaţiile recomandate [3] pentru calculul capacităţilor reciproce sînt inadecvate pentru diverse situaţii de apropiere şi pot duce la erori sensibile mai ales în cazul învecinărilor oblice şi la încrucişări. În articol se prezintă relaţiile simplificate pentru calculul capacităţilor reciproce dintre circuitele de telecomunicaţie monofilare şi bifilare şi liniile electrice de tensiuni 15 kV pînă la 750 kV. Simplificările făcute nu afectează precizia calculului. Scopul articolului constă în simplificarea la maximum a relaţiilor pentru capacităţi reciproce, în prezentarea lor sistematizată şi unitară, astfel încît în proiectare şi exploatare să intervină un număr minim de parametri necunoscuţi. Astfel s-a reuşit ca în structura nouă a relaţiilor de calcul prezentate să intervină doar doi parametri — apropierea (a) dintre linii şi numărul (n) al conductoarelor circuitului de telecomunicaţie. Relaţiile prezentate au caracter inedit, formă simplă şi pot aduce economii apreciabile în muncă de proiectare şi exploatare, eliberînd o serie de cadre inginereşti, care îşi pot îndrepta eforturile spre studierea tehnico-economică a diverselor soluţii posibile.

2. Premisele de calcul al capacităţilor reciproce

În cazul influenţei liniilor electrice asupra circuitelor de telecomunicaţie se pleacă de la scrierea relaţiilor lui Maxwell sub forma [3]:

$$U_i = K \cdot \sum_{1}^{n} \alpha_{ij}\, q_j\ ,\ V, \qquad ((1)$$

sau pentru fiecare conductor al liniei de telecomunicaţie se scrie:

$$U_{\mathrm{I}} = K \sum_{1}^{n} \alpha_{\mathrm{I}-j}\, q_j + K\,(\alpha_{\mathrm{I}-\mathrm{I}}\, q_{\mathrm{I}} + \alpha_{\mathrm{I}-\mathrm{II}}\, q_{\mathrm{II}})$$

$$U_{\mathrm{II}} = K \sum_{1}^{n} \alpha_{\mathrm{II}-j}\, q_j + K\,(\alpha_{\mathrm{II}-\mathrm{I}}\, q_{\mathrm{I}} + \alpha_{\mathrm{II}-\mathrm{II}}\, q_{\mathrm{II}}), \qquad (2)$$

în care:

U_{I} şi U_{II} sînt tensiunile induse, V;
K = 18.10^6 km/F, în sistemul internaţional (S.I.);
α_{ij} — coeficienţii de potenţial;
q_j — sarcinile electrice, C/km.

Mărimile afectate cu cifre romane aparţin circuitelor de telecomunicaţie, iar cele afectate cu indici arabi aparţin liniilor electrice inductoare. Coeficienţii de potenţial se determină cu ajutorul relaţiilor:

$$\alpha_{ii} = \ln \cdot \left(\frac{2h_1}{r_1}\right);\ \alpha_{\mathrm{I}-\mathrm{I}} = \ln \cdot \left(\frac{2h_{\mathrm{I}}}{r_{\mathrm{I}}}\right);$$

$$\alpha_{\mathrm{I}-1} = \ln \sqrt{\frac{a_{1-\mathrm{I}}^2 + (h_1 + h_{\mathrm{I}})^2}{a_{1-\mathrm{I}}^2 + (h_1 - h_{\mathrm{I}})^2}}. \qquad (3)$$

Mărimile h_1, h_{I}, r_1, r_{I}, $a_{1-\mathrm{I}}$ au semnificaţia din figura 1. Dacă se neglijează influenţa circuitelor de telecomunicaţie asupra liniilor electrice, atunci mărimile induse de ultimele tipuri de linii în primele se pot scrie sub forma:

$$U_{\mathrm{I}} = \frac{Y_{jj-\mathrm{I}} \cdot U_1}{Y_{C\mathrm{I}}} \cong \frac{C_{jj-\mathrm{I}} \cdot U_1}{C_{\mathrm{I}}}\ ,$$

$$I_{\mathrm{I}} = Y_{jj-\mathrm{I}} \cdot U_1 \cdot l_p \cong j\omega C_{jj-\mathrm{I}}\, U_1\, l_p\ , \qquad (4)$$

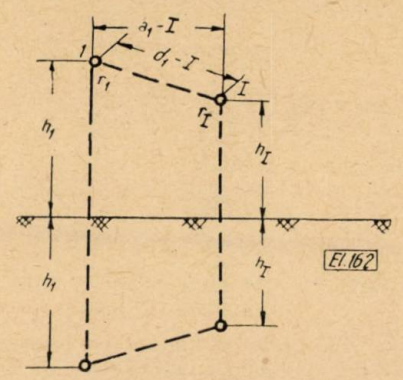


Fig. 1. Apropiere paralelă între o linie monofazată inductoare şi circuitul monofilar de telecomunicaţie:
1 — conductorul liniei inductoare 1 de rază r_1; I — conductorul circuitului de telecomunicaţie I de rază r_{I}.

unde:

U_1 reprezintă tensiunea de influenţă a liniilor electrice;
$C_{jj-\mathrm{I}}$ — capacitatea reciprocă între circuitele învecinate, F/km;
l_p — lungimea de apropiere a liniei inductoare de cea supusă inducţiei;
C_{I} — capacitatea faţă de pămînt a circuitului supus inducţiei, F/km.

Problema se poate rezolva dacă se calculează numai capacităţile reciproce. În acest scop, în cele ce urmează s-au calculat şi s-au indicat relaţiile pentru deducerea acestor capacităţi pentru apropieri paralele.

În cazul apropierilor oblice (fig. 2), cînd circuitul de telecomunicaţie are conductoarele în acelaşi plan, expresiile pentru calculul admitanţelor între linia inductoare monofazată şi circuitul bifilar de telecomunicaţie ($Y_{1-\mathrm{I}-\mathrm{II}}$) se pot calcula

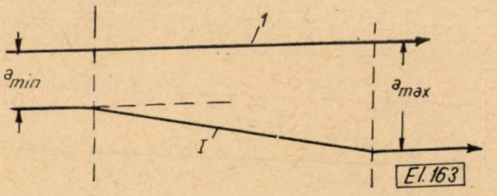


Fig. 2. Apropiere oblică între o linie monofazată inductoare *1* şi un circuit monofilar de telecomunicaţie *I*.

cu relaţia (5) dacă se folosesc expresiile admitanţelor ($Y_{1-\mathrm{I}}$) din cazul apropierilor paralele:

$$Y_{1-\mathrm{I}-\mathrm{II}}^{oblic} = \int_{a_{min}}^{a_{max}} \frac{d_{\mathrm{I}-\mathrm{II}}}{a_{max} - a_{min}} \cdot \frac{\partial Y_{1-\mathrm{I}}}{\partial a} \cdot \mathrm{d}a,\ \frac{\mathrm{S}}{\mathrm{km}}. \qquad (5)$$

* Dr. ing. *A. Carabulea* lucrează la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

Dacă circuitul de telecomunicație are conductoarele în plan vertical, atunci admitanțele în S/km, între linia monofazată (1) și circuitul bifilar (I—II), se determină cu o relație de forma [4]:

$$Y_{1-I-II}^{oblic} = \int_{a_{min}}^{a_{max}} \frac{d_{I-II}}{a_{max} - a_{min}} \cdot \frac{\partial Y_{1-I}}{\partial h_I} \, dh_I, \frac{S}{km}, \qquad (6)$$

în care:

Y_{1-I} este admitanța între două linii paralele cu întoarcere prin pământ;
d_{I-II} — distanța dintre cele două conductoare ale circuitului de telecomunicație;
a — apropierea dintre linii:
h_I — distanța față de pământ a circuitului supus inducției.

Înlocuindu-se admitanțele reciproce numai cu partea lor imaginară se obțin expresiile capacităților pentru apropieri oblice. Pentru deducerea înălțimii medii h_m de suspensie a conductoarelor liniei inductoare și pentru calcularea distanței medii geometrice δ între conductoarele liniei de energie se aplică relațiile [4], [5]:

$$h_R = H_R - 0{,}7\,f; \quad h_S = H_S - 0{,}7\,f; \quad h_T = H_T - 0{,}7\,f; \qquad (7)$$

$$h_m = \sqrt[3]{h_R \cdot h_S \cdot h_T}; \quad \delta = \sqrt[3]{d_{RS} \cdot d_{RT} \cdot d_{ST}},$$

în care:

H_R, H_S, H_T reprezintă distanța față de pământ de la punctul de suspensie a conductoarelor liniei de energie;
— săgeata conductoarelor liniei inductoare;
d_{RS}, d_{RT}, d_{ST} — distanțe efective între fazele R, S, T ale liniei electrice.

Integrînd capacitățile deduse pentru apropieri paralele din relațiile (12), (29) și cele din tabela 4 pentru apropierile a_{min} și a_{max} din figura 2, se deduc expresiile capacităților reciproce în cazul apropierilor oblice [1], [2].

3. Scrierea relațiilor complete și simplificate pentru diverse tensiuni de influență și pentru cele mai frecvente situații de apropiere

3.1. Relațiile complete și cele simplificate pentru linii electrice nesimetrice (U.C.P.; D.C.P. și trei conductoare — pământ) învecinate cu circuite monofilare și bifilare de telecomunicație.

Considerînd că în cazul liniilor electrice destinate electrificărilor $h_{mediu} = 8$m; $d_{RS} = (1{,}2-1{,}5)$ m, iar pentru circuitele de telecomunicație întîlnite frecvent în exploatare $h_I = 6$ m; $d_{I-II} = (0{,}2-0{,}6)$ m se pot scrie relațiile de calcul în cazul apropierilor paralele sub forma prezentată în [3].

3.1.1. Linie inductoare monofazată

a) Circuit monofilar de telecomunicație:

$$C_{1-I} = 1{,}5.10^{-9} \cdot \frac{h_1 \cdot h_I}{(a_{1-I}^2 + h_1^2 + h_I^2)} = \frac{K_1}{(a^2 + 100)}, \text{ F/km}, \qquad (8)$$

în care

$$a_{I-I} = a \text{ și } K_1 = 1{,}5 \cdot 10^{-9}\, h_1\, h_I.$$

Dacă în prezența conductorului de telecomunicație există un fascicul de n conductoare, atunci capacitatea reciprocă se scrie astfel [3]:

$$C_{1-I} = \frac{4{,}2 \cdot 10^{-9} \cdot h_1\, h_I}{(n+2)\,(a_{1-I}^2 + h_1^2 + h_I^2)} = \frac{K_2}{(n+2)\,(a^2+100)}, \text{F/km}. \qquad (9)$$

b) Circuit bifilar de telecomunicație pe traverse:

$$C_{1-I-II} = \frac{7{,}2 \cdot 10^{-9} \cdot a \cdot h_1 \cdot h_I \cdot d_{I-II}}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_I^2)^2} =$$

$$= \frac{K_3\, a}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km}. \qquad (10)$$

c) Circuit bifilar de telecomunicație pe suporturi curbe:

$$C_1 = \frac{3{,}6 \cdot 10^{-9}\, h_1 \cdot d_{I-II}\,(a^2 + h_1^2 - h_I^2)}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_I^2)^2} =$$

$$= \frac{K_4\,(a^2 + 28)}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km}. \qquad (11)$$

Coeficienții din relațiile (8—11) se dau în tabela 1.

Tabela 1

Simbol	K_1	K_2	K_3	K_4
Valoare	$0{,}72 \cdot 10^{-7}$	$0{,}2 \cdot 10^{-7}$	$0{,}69 \cdot 10^{-7}$	$0{,}175 \cdot 10^{-7}$

3.1.2. Linii inductoare trifazate — două și trei conductoare — pământ

3.1.2.1. Linie electrică două conductoare — pământ

A. Conductoarele liniei electrice situate în plan orizontal ($d_{RS} = 1{,}2$ m)

a) Circuit monofilar de telecomunicație:

$$C_{RS-I} = \frac{36 \cdot 10^{-9} \cdot a \cdot h_1 \cdot h_I \cdot d_{RS}}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_I^2)^2} =$$

$$= \frac{K_5 \cdot a}{(n+2)(\,a^2+100)^2}, \text{ F/km}. \qquad (12)$$

b) Circuit bifilar de telecomunicație pe traverse:

$$C_{RS-I-II} = \frac{27{,}6 \cdot 10^{-9} \cdot h_1 \cdot h_I \cdot d_{I-II} \cdot d_{RS}}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_I^2)^3} [3a^2 - (h_1^2 + h_I^2)] =$$

$$= \frac{K_6\,(3\,a^2 - 100)}{(n+2)\,(a^2+100)^3}, \text{ F/km}. \qquad (13)$$

c) Circuit bifilar de telecomunicație pe suporturi curbe:

$$C_{RS-I-II} = \frac{27{,}6 \cdot 10^{-9}\, a \cdot h_1 \cdot d_{I-II} \cdot d_{RS}}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_I^2)^2} =$$

$$= \frac{K_7 \cdot a}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km}. \qquad (14)$$

B. Conductoarele liniei electrice (DCP) așezate în plan vertical

a) Circuit monofilar de telecomunicație:

$$C_{RS-I} = \frac{18 \cdot 10^{-9} \cdot h_I \cdot d_{RS} \cdot (a^2 + h_1^2 - h_I^2)}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_I^2)^2} =$$

$$= \frac{K_8\,(a^2 - 28)}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km}. \qquad (15)$$

b) Circuit bifilar de telecomunicație pe traverse:

$$C_{RS-I-II} = \frac{13{,}8 \cdot 10^{-9} \cdot a \cdot h_I \cdot d_{RS} \cdot d_{I-II}\,(a^2 + h_1^2 - 3h_I^2)}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_I^2)^3} =$$

$$= \frac{K_9\,(a^2 - 44)}{(n+2)\,(a^2+100)^3}, \text{ F/km}. \qquad (16)$$

c) Circuit bifilar de telecomunicație pe suporturi curbe :

$$C_{RS-I-II} = \frac{6{,}9\cdot 10^{-9}\cdot d_{I-II}\cdot d_{RS}(a^4 + 6\,h_I^2\,h_{II}^2 - h_I^4 - h_{II}^4)}{(n+2)\,(a^2 + h_I^2 + h_{II}^2)^3} =$$

$$= \frac{K_{10}\,(a^4 + 8\,400)}{(n+2)\,(a^2+100)^3}, \text{ F/km.} \qquad (17)$$

Coeficienții din relațiile (12) — (17) se dau în tabela 2.

3.2.2. Conductoarele liniei de energie așezate în plan vertical

a) Circuit monofilar de telecomunicație :

$$C_{RST-I} = \frac{8{,}3\cdot 10^{-9}\,(a\cdot h - h_I^2 + h_{II}^2)\cdot h_I\cdot \delta}{(n+2)\,(a^2 + h_I^2 + h_{II}^2)^2} =$$

$$= \frac{K_{17}\,(a^2 - 28)}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km.} \qquad (24)$$

Tabela 2

Simbol	K_5	K_6	K_7	K_8	K_9	K_{10}
Valoare	$2{,}06\cdot 10^{-6}$	$0{,}33\cdot 10^{-6}$	$0{,}159\cdot 10^{-6}$	$0{,}13\cdot 10^{-6}$	$0{,}0186\cdot 10^{-6}$	$5{,}01\cdot 10^{-6}$

3.1.2.2. Linii inductoare trei conductoare — pământ

a) Circuit monofilar de telecomunicație :

$$C_{3\,cp-I} = \frac{8\cdot 10^{-9}\cdot h_1\cdot h_I}{(n+2)\,(a^2+h_1^2+h_{II}^2)} = \frac{K_{11}}{(n+2)\,(a^2+100)}, \text{ F/km.} \qquad (18)$$

b) Circuit bifilar de telecomunicație pe traverse :

$$C_{3\,cp-I-II} = \frac{13{,}7\cdot 10^{-9}\cdot a\cdot h_1 h_I\cdot d_{I-II}}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)^2} =$$

$$= \frac{K_{12}\cdot a}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km.} \qquad (19)$$

c) Circuit bifilar de telecomunicație pe suporturi curbe :

$$C_{3\,cp-I-II} = \frac{6{,}85\cdot 10^{-9}\cdot h_1\cdot d_{I-II}\,(a^2 + h_1^2 - h_{II}^2)}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)^2} =$$

$$= \frac{K_{13}\,(a^2+28)}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km.} \qquad (20)$$

3.2. Linii inductoare trifazate cu trei conductoare aeriene

3.2.1. Conductoarele liniei de energie așezate în plan orizontal

a) Circuit monofilar de telecomunicație :

$$C_{RST-I} = \frac{16{,}6\cdot 10^{-9}\cdot a\cdot h_1\cdot h_I\cdot \delta}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)^2} =$$

$$= \frac{K_{14}\cdot a}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km.} \qquad (21)$$

b) Circuit bifilar de telecomunicație pe traverse :

$$C_{RST-I-II} = \frac{16{,}5\cdot 10^{-9}\cdot h_1\cdot h_I\cdot d_{I-II}\cdot \delta[3\,a^2 - (h_1^2 + h_{II}^2)]}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)^3} =$$

$$= \frac{K_{15}\,(3a^2 - 100)}{(n+2)\,(a^2+100)^3}, \text{ F/km.} \qquad (22)$$

c) Circuit bifilar de telecomunicație pe suporturi curbe :

$$C_{RST-I-II} = \frac{16{,}5\cdot 10^{-9}\cdot a\cdot h_1 d_{I-II}\cdot \delta\,(a^2 + h_1^2 - 3h_{II}^2}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)^3} =$$

$$= \frac{K_{16}\cdot a\cdot (a^2 - 44)}{(n+2)\,(a^2+100)^3}, \text{ F/km.} \qquad (23)$$

b) Circuit bifilar de telecomunicație pe traverse :

$$C_{RST-I-II} = \frac{8{,}25\cdot 10^{-9}\cdot a.h_I\cdot d_{I-II}\cdot \delta\,(a^2 + h_1^2 - 3h_{II}^2)}{(n+a)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)^3} =$$

$$= \frac{K_{18}\,(a^3 - 156\,a)}{(n+2)\,(a^2+100)^3}, \text{ F/km.} \qquad (25)$$

c) Circuit bifilar de telecomunicație pe suporturi curbe :

$$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}12\cdot 10^{-9}\cdot d_{I-II}\cdot \delta\,(a^4 + 6h_1^2\,h_{II}^2 - h_1^4 - h_{II}^4)}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)} =$$

$$= \frac{K_{19}\,(a^4 + 8\,400)}{(n+2)\,(a^2+100)^3}, \text{ F/km.} \qquad (26)$$

3.2.3. Conductoarele liniei de energie așezate în triunghi

a) Circuit monofilar de telecomunicație :

$$C_{RST-I} = \frac{5{,}2\cdot 10^{-9}\cdot h_I\cdot \delta}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h^2)^2} =$$

$$= \frac{K_{20}}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km.} \qquad (27)$$

b) Circuit bifilar de telecomunicație pe traverse :

$$C_{RST-I-II} = \frac{10{,}2\cdot 10^{-9}\cdot a\cdot h_I\cdot d_{I-II}\cdot \delta}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h^2)^2} =$$

$$= \frac{K_{21}\cdot a}{(n+2)\,(a^2+100)^2}, \text{ F/km.} \qquad (28)$$

c) Circuit bifilar de telecomunicație pe suporturi curbe :

$$C_{RST-I-II} = \frac{5{,}1\cdot 10^{-9}\cdot d_{I-II}\cdot \delta\,(a^2 + h_1^2 - h_{II}^2)}{(n+2)\,(a^2 + h_1^2 + h_{II}^2)^2} =$$

$$= \frac{K_{22}\,(a^2+28)}{(n+2)\,(a^2+100)^2}. \text{ F/km.} \qquad (29)$$

Coeficienții care apar în relațiile simplificate (18)—(29) se dau în tabela 3.

Tasela 3

Simbol	K_{11}	K_{12}	K_{13}	K_{14}	K_{15}	K_{16}	K_{17}	K_{18}	K_{19}	K_{20}	K_{11}	K_{22}
Valoare	$0{,}384\cdot 10^{-6}$	$0{,}1315\cdot 10^{-6}$	$27{,}9\cdot 10^{-9}$	$1{,}2\cdot 10^{-6}$	$0{,}242\cdot 10^{-6}$	$0{,}09\cdot 10^{-6}$	$75\cdot 10^{-9}$	$20\cdot 10^{-9}$	$3{,}75\cdot 10^{-9}$	$47{,}8\cdot 10^{-9}$	$16{,}5\cdot 10^{-9}$	$4{,}6\cdot 10^{-9}$

Tabela 4

Relații simplificate pentru capacitățile reciproce în F/km între liniile inductoare trifazate (35—750) kV și circuitele monofilare și bifilare de telecomunicație

U, kV	Coronamentul liniei electrice inductoare	Circuit monofilar de telecomunicație	Circuit bifilar de telecomunicație pe: Traverse	Circuit bifilar de telecomunicație pe: Suporturi curbe	Condițiile admise la simplificare
35	Plan orizontal	$C_{RST-I} = \frac{3{,}92\cdot10^{-6}\cdot a}{(n+2)(a^2+130)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{7{,}25\cdot10^{-7}(3a^2-130)}{(n+2)(a^2+130)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}6\cdot10^{-7}(a^4+140\,a)}{(n+2)(a^2+130)^3}$	$h_m = 9{,}7$ m $\delta = 3{,}78$ m $d_{I-II} = 0{,}2-0{,}6$ m
	Plan vertical	$C_{RST-I} = \frac{2{,}6\cdot10^{-7}(a^2-56)}{(n+2)(a^2+128)^2}$	$C_{RST-I-I} = \frac{5{,}15\cdot10^{-8}(a^2-150)}{(n+2)(a^2+128)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}3\cdot10^{-8}(a^2+3\,556)}{(n+2)(a^2+128)^3}$	$h_m = 12{,}5$ m $\delta = 4$ m
	Triunghi echilateral	$C_{RST-I} = \frac{9{,}4\cdot10^{-8}}{(n+2\,(a^2+140)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}7\cdot10^{-8}a}{(n+2)(a^2+140)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{9{,}3\cdot10^{-9}(a^2+128)}{(n+2)(a^2+140)^2}$	$h_m = 10{,}6$ m $\delta = 3$ m
	Triunghi oarecare	$C_{RST-I} = \frac{8{,}2\cdot10^{-8}}{(n+2)(a^2+146)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}3\cdot10^{-10}a}{(n+2)(a^2+146)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{8{,}2\cdot10^{-8}(a^2+74)}{(n+2)(a^2+146)^2}$	$h_m = 10{,}45$ m $\delta = 2{,}69$ m
	Hexagon	$C_{RST-I} = \frac{1{,}21\cdot10^{-8}}{(n+2)(a^2+106)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}74\cdot a\cdot10^{-8}}{(n+2)(a^2+106)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}21\cdot10^{-8}(a^2+74)}{(n+2)(a^2+106)^2}$	$h_m = 10{,}25$ m $\delta = 3{,}18$ m
110	Plan orizontal	$C_{RST-I} = \frac{6{,}25\cdot10^{-6}\cdot a}{(n+2)(a^2+160)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}25\cdot10^{-6}(3a^2-160)}{(n+2)(a^2+160)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{6{,}25\cdot10^{-7}(a^3+160)}{(n+2)(a^2+160)^3}$	$h_m = 11{,}25$ m $\delta = 5{,}65$ m
	Plan vertical	$C_{RST-I} = \frac{2{,}6\cdot10^{-7}(a^2-150)}{(n+2)(a^2+220)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}5\cdot10^{-8}(a^2-520)}{(n+2)(a^2+220)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}12\cdot10^{-8}(a^4+4\,500)}{(n+2)(a^2+220)^3}$	$h_m = 13{,}7$ m $\delta = 5{,}45$ m
	Triunghi echilateral	$C_{RST-I} = \frac{1{,}76\cdot10^{-7}}{(n+2)(a^2+175)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{6{,}9\cdot10^{-8}\cdot a}{(n+2)(a^2+175)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}73\cdot10^{-8}(a^2+103)}{(n+2)(a^2+175)^2}$	$h_m = 11{,}8$ m $\delta = 5{,}65$ m
	Triunghi oarecare	$C_{RST-I} = \frac{1{,}68\cdot10^{-7}}{(n+2)(a^2+175)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{6{,}5\cdot10^{-8}\cdot a}{(n+2)(a^2+175)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}62\cdot10^{-8}(a^2+103)}{(n+2)(a^2+175)^2}$	$h_m = 11{,}8$ m $\delta = 5{,}3$ m
	Dublu triunghi	$C_{RST-I} = \frac{1{,}86\cdot10^{-7}}{(n+2)(a^2+210)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{7{,}3\cdot10^{-8}\cdot a}{(n+2)(a^2+210)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}84\cdot10^{-8}(a^2+103)}{(n+2)(a^2+210)^2}$	$h_m = 13{,}2$ m $\delta = 6$ m
220	Portal simplu circuit	$C_{RST-I} = \frac{13{,}9\cdot a\cdot10^{-6}}{(n+2)(a^2+255)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{2{,}78\cdot10^{-6}(3a^2-255)}{(n+2)(a^2+255)^2}$	$C_{RST-I-I} = \frac{1{,}39\cdot10^{-6}(a^3-112a)}{(n+2)(a^2+255)^3}$	$h_m = 14{,}8$ m $\delta = 9{,}45$ m $d_{I-II} = 0{,}2-0{,}6$ m
	Portal dublu circuit	$C_{RST-I} = \frac{9{,}5\cdot10^{-6}\cdot a}{(n+2)(a^2+280)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}5\cdot10^{-6}(3a^2-280)}{(n+2)(a^2+280)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{0{,}9\cdot10^{-6}(a^3+137a)}{(n+2)(a^2+280)^3}$	$h_m = 15{,}67$ m $\delta = 8{,}15$ m

220	(Pisică)	$C_{RST-I} = \frac{2{,}59 \cdot 10^{-7}}{(n+2)(a^2+304)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{10^{-7} \cdot a}{(n+2)(a^2+304)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{45 \cdot 10^{-9}(a^2+232)}{(n+2)(a^2+304)^2}$	$h_m = 16{,}4$ m $\delta = 8{,}2$ m
	Triunghi echilateral	$C_{RST-I} = \frac{18{,}7 \cdot 10^{-8}}{(n+2)(a^2+340)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{7{,}25 \cdot 10^{-8} \cdot a}{(n+2)(a^2+340)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}84 \cdot 10^{-8}(a^2+268)}{(n+2)(a^2+340)^2}$	$h_m = 17{,}6$ m $\delta = 6$ m
	Dublu triunghi	$C_{RST-I} = \frac{1{,}68 \cdot 10^{-7}}{(n+2)(a^2+318)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{6{,}62 \cdot 10^{-8} \cdot a}{(n+2)(a^2+318)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}65 \cdot 10^{-8}(a^2+246)}{(n+2)(a^2+318)^2}$	$h_m = 16{,}8$ m $\delta = 6{,}4$ m
380—400	Portal simplu circuit	$C_{RST-I} = \frac{2{,}16 \cdot 10^{-7} a}{(n+2)(a^2+330)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}32 \cdot 10^{-7}(3a^2+330)}{(n+2)(a^2+330)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{2{,}7 \cdot 10^{-6}(a^3+188a)}{(n+2)(a^2+330)^2}$	$h_m = 17{,}2$ m $\delta = 12{,}6$ m
	Portal dublu circuit	$C_{RST-I} = \frac{17 \cdot 10^{-6} \cdot a}{(n+2)(a^2+372)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}42 \cdot 10^{-6}(3a^2-372)}{(n+2)(a^2+372)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{1{,}8 \cdot 10^{-6}(a^3+300\,a)}{(n+2)(a^2+372)^3}$	$h_m = 18{,}4$ m $\delta = 9{,}3$ m
	(Pisică)	$C_{RST-I} = \frac{3{,}44 \cdot 10^{-7}}{(n+2)(a^2+450)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{6{,}9 \cdot 10^{-8} \cdot a}{(n+2)(a^2+450)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{2{,}84 \cdot 10^{-8}(a^2+378)}{(n+2)(a^2+450)^2}$	$h_m = 20{,}4$ m $\delta = 11{,}6$ m
	Dublu triunghi	$C_{RST-I} = \frac{3{,}61 \cdot 10^{-7}}{(n+2)(a^2+450)}$	$C_{RST-I-II} = \frac{8{,}7 \cdot 10^{-8} \cdot a}{(n+2)(a^2+450)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}55 \cdot 10^{-8}(a^2+378)}{(n+2)(a^2+450)^2}$	$h_m = 20{,}4$ m $\delta = 11{,}6$ m
500	Portal obișnuit	$C_{RST-I} = \frac{2{,}35 \cdot 10^{-5} \cdot a}{(n+2)(a^2+360)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}7 \cdot 10^{-6}(3a^2-360)}{(n+2)(a^2+360)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}95 \cdot 10^{-6}(a^2-216)}{(n+2)(a^2+360)^3}$	$h_m = 18$ m $\delta = 13{,}8$ m
	Portal ancorat	$C_{RST-I} = \frac{2{,}52 \cdot 10^{-5} \cdot a}{(n+2)(a^2+360)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{5{,}02 \cdot 10^{-6}(3a^2-360)}{(n+2)(a^2+360)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}2 \cdot 10^{-6}(a^2+216)}{(n+2)(a^2+360)^3}$	$h_m = 18$ m $\delta = 14{,}1$ m
650	Portal obișnuit	$C_{RST-I} = \frac{3{,}74 \cdot 10^{-5} \cdot a}{(n+2)(a^2+436)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{7{,}5 \cdot 10^{-6}(3a^2-432)}{(n+2)(a^2+436)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}73 \cdot 10^{-6}(a^2+292)}{(n+2)(a^2+436)^3}$	$h_m = 20$ m $\delta = 18{,}8$ m
	Portal ancorat	$C_{RST-I} = \frac{3{,}74 \cdot 10^{-6} \cdot a}{(n+2)(a^2+436)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{7{,}5 \cdot 10^{-6}(3a^2-432)}{(n+2)(a^2+436)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{3{,}73 \cdot 10^{-6}(a^2+292)}{(n+2)(a^2+436)^3}$	$h_m = 20$ m $\delta = 19{,}6$ m
750	Portal obișnuit	$C_{RST-I} = \frac{4{,}65 \cdot 10^{-5} \cdot a}{(n+2)(a^2+640)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}25 \cdot 10^{-6}(3a^2-640)}{(n+2)(a^2+640)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}6 \cdot 10^{-6}(a^2+560)}{(n+2)(a^2+640)^3}$	$h_m = 24$ m $\delta = 18{,}8$ m
	Portal ancorat	$C_{RST-I} = \frac{4{,}86 \cdot 10^{-5} \cdot a}{(n+2)(a^2+640)^2}$	$C_{RST-I-II} = \frac{10^{-5}(3a^2-640)}{(n+2)(a^2+640)^3}$	$C_{RST-I-II} = \frac{4{,}9 \cdot 10^{-6}(a^2+568)}{(n+2)(a^2+640)^3}$	$h_m = 24$ m $\delta = 19{,}6$ m

La stabilirea înălțimii medii (h) de suspensie a conductcarelor liniei de energie s-a ținut seamă de progresele realizate în țară și peste hotare în construcția suporturilor liniilor trifazate inductoare.

Capacităţile reciproce între liniile electrice aeriene de 35 şi 110 kV şi circuitele învecinate de telecomunicaţie se dau în tabela 4 pentru cele mai uzuale aşezări ale conductoarelor liniilor inductoare. Tot în tabela 4 se dau relaţiile simplificate pentru calculul capacităţilor reciproce între liniile inductoare (220—750 kV) în cazul celor mai frecvente aşezări ale conductoarelor liniei de energie, care prezintă apropieri paralele cu circuite de telecomunicaţie monofilare şi bifilare pe traverse şi pe suporturi curbe.

4. Concluzii

Prezentarea sistematică şi unitară a capacităţilor reciproce dintre circuitele învecinate s-a făcut în ideea eliminării unor confuzii în adoptarea mărimilor geometrice care caracterizează poziţia conductoarelor, în special în cazul liniilor inductoare de diverse tensiuni.

Simplificarea relaţiilor de calcul înlesneşte, pe de o parte, scrierea mărimilor induse condiţionate de influenţa electrică a liniilor de tensiuni 15—750 kV în circuitele învecinate de telecomunicaţie şi permite, pe de altă parte, determinarea suficient de rapidă şi totodată exactă a nivelului de influenţă, dînd posibilitatea indicării într-un timp scurt a măsurilor adecvate de protecţie.

Relaţiile simplificate de calcul pentru capacităţile reciproce din tabela 4 au caracter inedit, formă uşor de aplicat şi înlesnesc pe de o parte economisirea sensibilă a muncii de proiectare şi exploatare în domeniul stabilirii influenţei liniilor, iar pe de altă parte dau posibilitatea inginerilor specialişti să se ocupe în mai mare măsură de studierea tehnico-economică comparativă a diverselor soluţii posibile intervenite la proiectarea instalţiilor.

Bibliografie

[1] *Carabulea, A.* Contribuţii la studiul influenţei reţelelor electrice două conductoare pămînt asupra circuitelor aeriene de telecomunicaţie. Teză de disertaţie, cap. III, Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti, 1963.

[2] *Carabulea, A.* Influenţa reţelelor electrice nesimetrice asupra circuitelor învecinate de telecomunicaţie. În: Energetica, nr. 5, 1965.

[3] *Mihailov, M. I.* Vlianie vneşnih electromagnitniie poleina tepî provodnoi sveazi i zascitnie meropriatia. Moscova, Sviazizdat, 1959.

[4] *Carabulea, A.* Aspecte privind determinarea impedanţelor mutuale între circuite învecinate. În: Electrotehnica, nr. 6, 1965.

[5] * * * .Proiecte tip pentru linii electrice aeriene întocmite de Institutul de studii şi cercetări energetice, 1960—1965.

Intrat în redacţie la 25.III.1965

RECENZIE

A. I. Tamazov. **Nesimetria curenţilor şi tensiunilor sarcinilor de tracţiune** Nesimetria tocov i naprajenii vizîvaimia odnofaznîmi tiagovîmi nagruscami). Moscova, Izdatehnistvo Transport. 1965.

În cuprinsul a nouă capitole se expun o serie de probleme legate de studiul nesimetriei curenţilor şi tensiunilor, care apar pe barele staţiilor de tracţiune sau la bornele sarcinii monofazate alimentate de un sistem trifazat.

Primul capitol se ocupă de calcularea gradelor de nesimetrie în curent şi tensiune.

După indicarea unei relaţii de calcul al gradului de nesimetrie în curent în funcţie de raportul puterilor din monofazat şi trifazat, se trasează curbele de variaţie I_i/I_n în funcţie de I_d/I_n. Se dau valorile normate ale rapoartelor curentului de secvenţa inversă I_i şi cel nominal I_n şi ale curentului direct I_d şi I_n. Se arată că valorile nesimetriilor admisibile pentru exploatarea normală a consumatorilor pot varia între 10 şi 45 %, fără a se preciza cum se schimbă aceste valori în funcţie de tipul maşinii; în funcţie de condiţiile locale ale sistemului energetic şi de caracterul sarcinii. Se indică apoi modul de variaţie a pierderilor în funcţie de gradul de nesimetrie în tensiune.

În cel de-al doilea capitol se fac unele consideraţii privitoare la caracteristicile sarcinii de tracţiune.

Se analizează o schemă de tracţiune întîlnită frecvent în practică şi se deduc relaţiile de calcul al curenţilor şi tensiunilor care intervin. Se dau relaţii de calcul pentru puterile active şi reactive, care circulă pe linie şi sînt absorbite de sarcinile electrice monofazate.

În capitolul al treilea se expun relaţiile de calcul al maşinilor electrice, care caracterizează sarcina transformatoarelor din staţiile de tracţiune electrică. Analiza făcută se bazează pe o serie de situaţii concrete şi duce la concluzii utile practicii de exploatare a consumatorilor nesimetrici.

Se indică expresiile de calcul al curenţilor din înfăşurările transformatoarelor care se folosesc apoi la stabilirea variaţiei gradului de nesimetrie în curent în funcţie de doi parametri. Din acest punct de vedere se studiază schema transformatoarelor Y/Δ şi V/V. Se indică unele scheme pentru simetrizarea sarcinii monofazate de tracţiune alimentate cu ajutorul transformatoarelor analizate, dar nu se dezvoltă problema şi nu se scriu condiţiile de simetrizare în cazurile considerate.

Cel de-al patrulea capitol cuprinde studierea tensiunilor pe barele staţiilor de tracţiune şi a mijloacelor de reglare. Se determină expresiile gradelor de nesimetrie în tensiune. Se indică variaţia gradelor de nesimetrie în tensiune în funcţie de rapoartele curenţilor pe cele două secţii considerate şi în funcţie de curentul nominal pe reţea. În prima parte a acestui capitol, autorul reuşeşte să cuprindă marea majoritate a problemelor puse la stabilirea modului de variaţie a gradelor de nesimetrie. În partea a doua, referindu-se la reglarea tensiunilor aplicate, nu se expun metodele practice adecvate în acest scop şi nu se aduc în discuţie aspectele principale ale reglării tensiunii, cum şi modul lor de aplicare.

În capitolul al cincilea se prezintă schemele pentru funcţionarea în paralel a transformatoarelor şi se arată modul de stabilire a circulaţiei de curenţi şi calculul pierderilor de putere.

În capitolul al şaselea se face calculul curenţilor, tensiunilor şi pierderilor de putere din sistemul de alimentare. Calculul este suficient de detaliat, mergîndu-se pînă la indicarea relaţiilor simplificate pentru reactanţe şi admitanţe. Se trece apoi la calcul armonicilor superioare, dîndu-se o serie de indicaţii practice utile.

Compensarea puterii reactive este tratată în capitolul al şaptelea. Se determină relaţiile de calcul al energiei şi puterii reactive, arătîndu-se care sînt expresiile de calcul al capacităţilor care vor genera puterea reactivă necesară în timp, consumatorilor.

Partea teoretică este însoţită de diagrame care arată variaţia costului instalaţiei producătoare de energie, respectiv, putere reactivă în funcţie de consumul anual efectiv. Prezintă interes ultima parte a acestui capitol referitoare la schemele probabile ce se pot alcătui din capacităţi şi inductanţele maşinii sincrone pentru simetrizarea sarcinii. Deşi se face o analiză interesantă a părţii teoretice, lipsesc unele scheme cu caracter practic, care folosesc elemente statice şi dinamice pentru simetrizarea sarcinilor de tracţiune.

În capitolul al optulea se fac consideraţii privind modul general de stabilire a relaţiilor pentru gradele de nesimetrie în curent şi tensiune, folosindu-se vectorii generalizaţi care compun mărimile curenţilor şi tensiunilor din teoria componentelor simetrice. Pe baza acestor relaţii se pot trasa o serie de diagrame care permit stabilirea valorilor gradelor de

nesimetrie în curent şi tensiune în funcţie de mărimile reale ale reţelei electrice considerate.

În ultimul capitol al cărţii se arată modul de calcul al nesimetriilor de tensiune din circuitul sarcinii trifazate nesimetrice.

Astfel, după prezentarea unei scheme a reţelei trifazate care alimentează sarcini monofazate şi trifazate nesimetrice, se fac consideraţii privind modul de stabilire a gradelor de nesimetrie, în tensiune pentru cazurile întîlnite mai frecvent în practică. În continuare se dau unele scheme pentru realizarea simetriei şi se indică expresiile de calcul al curenţilor din schema indicată. Totodată, se precizează grafic modul de determinare a capacităţii pentru simetrizarea sarcinii, îndu-se în acest scop două diagrame. Capitolul se încheie cu o serie de date experimentale ridicate pe linia ferată electrificată din Siberia. Datele sînt de interes practic imediat, ţinîndu-se seamă de faptul că şi în ţara noastră s-a dat în exploatare o linie de cale ferată dublă electrificată în curent alternativ monofazat la 50 Hz şi 25 kV şi se preconizează extinderea acestui sistem la o serie de trasee cu pantă mare.

Cartea are o bibliografie compusă din 158 de titluri.

Problemele prezentate în studiul lui Tamazov intitulat „Nesimetria curenţilor şi tensiunilor sarcinilor de tracţiune monofazată" prezintă interes teoretic şi practic.

Sperăm că într-o nouă ediţie, autorul va lărgi mult conţinutul capitolelor, astfel încît să se prezinte cît mai complet problemele legate de simetrizarea sarcinilor monofazate de tracţiune, racordate la sistemele electrice trifazate.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621 *Tehnică generală*

CZ 621.311 : 621.3.087.9

Burgmester, H. **Determinarea consumului de energie prin prelucrarea automată a datelor** (Erfassung des Energiesverbrauchs durch automatische Datenverarbeitung). In : Electrizitätswirtschaft **64**, nr. 21, 1965, p. 587—590, 10 fig., 3 ref. bibl.

Se arată că înregistrarea datelor pe benzi perforate, după un program dinainte stabilit, permite folosirea maşinilor automate de calcul pentru obţinerea consumului de energie în orice punct şi pe orice interval de timp (de exemplu consumul pe o zi, pe o lună, ca şi consumul pe 15, 30 sau 60 min).

V. L.

CZ 621.311.22 : 621.317.39

Stein, Th. şi Wysocki, W. **Introducerea reglajului PID la turbinele cu vapori** (Einführung der PID—Regelung bei Dampfturbinen). In : Electrizitätswirtschaft **64**, nr. 21, 1965, p. 590—593, 4 fig., 10 ref. bibl.

Se arată că în cazul reglajului electric al turbinelor cu vapori se poate trece de la regulatorul obişnuit (PD) la regulatorul proporţional integrodiferenţial (PID), contrabalansîndu-se pierderile de stabilitate, care rezultă din reducerea reglajului procentual în folosul reglajului primar. Semnalul se obţine prin măsurarea pe cale electrică a vitezei servomotorului, spre deosebire de cazul turbinelor hidraulice, la care se măsoară cursa supapei de reglaj.

V. L.

CZ 621.313.291.045.32

Tendinţe în tehnica aparaturii electronice. In : Le journal de l'Équipement Électrique, nr. 248, iul—aug 1965, p. 44—46.

Se descriu caracteristicile elementelor şi ale circuitelor electronice prezentate la cea de-a 8-a expoziţie de elemente componente ale aparaturii electronice.

Microelectronica este promovată în trei direcţii.

1. *Microansambluri*, constituită din pastile de siliciu plan sudate pe un disc ceramic şi care sînt interconectate pentru a da o anumită schemă. Ansamblul este montat pe o cutie cu transistoare cu mai multe ieşiri.

2. *Circuite integrate*, în care diodele, transistoarele şi rezistenţele sînt realizate simultan în acelaşi bloc de siliciu prin procedee care ţin de tehnica fotografiei, a chimiei şi a evaporării în vid. Se realizează astfel plăci (blocuri) minuscule, care, montate, de asemenea, în cutii transistorizate formează circuite logice sau circuite amplificatoare. În această tehnică nu pot fi încă realizate condensatoarele medii, mari şi bobinele.

3. *Circuite eterogene cu strat subţire* sînt formate din rezistenţe obţinute prin evaporare în vid pe un strat suport de pyrex sau ceramic, pe care sînt fixate diferite circuite active (diode şi transistoare). Asamblate în cutii plate, aceste circuite formează memorii cu diode tunel sau amplificatoare video de bandă largă (150 MHz) cu un cîştig de 20 dB.

Compacticitatea şi siguranţa mare în funcţionare au făcut ca aceste circuite să se introducă în domeniul industrial.

Tiratroanele în ceramică au dimensiuni foarte reduse. Astfel, o unitate de 1 kA, 65 kV nu depăşeşte 23 cm înălţime şi 10 cm diametru.

În domeniul elementelor clasice, de exemplu — condensatoarele — au fost obţinute progrese importante prin introducerea unor substanţe dielectrice rezistente la temperaturi înalte, cum ar fi mylar (teraftalat de polietilen glicol).

Rezistenţele aglomerate au dimensiuni din ce în ce mai mici. Rezistenţele cu straturi de oxid sau straturi metalice au drept suport sticla aglomerată realizată după o compoziţie specială. Alte tipuri de rezistenţe sînt realizate prin fotogravura unui anumit desen cu dimensiuni foarte precise, printr-un aliaj special de nichel-crom. În acest fel se ating precizii de ordinul 0,01 % şi un coeficient de temperatură, practic, neglijabil.

Inductanţele se prezintă din ce în ce mai mult sub forma liniilor de întîrziere.

Tiratroanele cu siliciu sau tiristoarele permit în prezent atingerea unor intensităţi de 300 A.

În domeniul aparatelor de măsură electronice, voltmetrul cu modulator permite să se măsoare tensiuni de ordinul 10^{-8}V.

Generatoarele de frecvenţă de mare stabilitate sintetizoare permit să se acopere cu un singur oscilator cu cuarţ de 5 MHz întreaga gamă 0,0001 Hz—100 KHz.

A. R.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.1.048.1 : 620.197.7

Pohl, A. **Impregnarea bobinajelor maşinilor electrice prin metoda pieurării** (Das Imprägnieren elektrischer Wicklungen nach dem Tränpelverfahren). In : Energie und Technik **17**, nr. 2, 1965, p. 62—64, 6 fig.

Metoda de impregnare prin picurare foloseşte în general lacuri şi răşini sintetice fără solvenţi. Mai larg folosite sînt răşinile epoxidice. În prealabil, bobinajele sînt încălzite la temperatura de 120—130°C. Rotoarele sau statoarele sînt montate pe dispozitivul de impregnare cu o înclinaţie de circa 15—20°. În timpul impregnării, acestea sînt rotite cu o turaţie de circa 15—20 rot/min, timpul de gelifiere a răşinii este de circa 7—23 min. Întărirea definitivă a răşinii se face la temperatura de 120°C pe bandă rulantă.

Corespunzător producţiei de mare serie, instalaţiile respective de impregnare prin metoda picurării sînt mecanizate şi cu un grad ridicat de automatizare.

A. B.

CZ 621.313.322.076.11.015.2

Deleroi, W. **Calculul formei tensiunii la borne în cazul alternatoarelor sincrone compoundate** (Berechnung des Klemmenspannungs verlaufes bei Kompoundierten Synchrongeneratoren). In : ETZ-A **80**, nr. 20, 1965, p. 663 — 667, 11 fig., 5 ref. bibl.

Se dau relaţiile cu ajutorul cărora se poate descrie cu precizie convenabilă forma tensiunii şi se stabileşte punctul

de funcţionare staţionar al alternatoarelor sincrone compoundate, folosind o caracteristică de magnetizare, evaluîndu-se sarcinile limită şi gradul de compoundare corespunzător unei sarcini date.

V. L.

CZ 621.313.322—81.018.12.001.4

Maury, F. **Încercări privind mersul în asincron a turboalternatoarelor de 156 MVA. Rezultate şi interpretări** (Essais de marche asynchrone sur turboalternateurs de 156 MVA. Résultats et interprétations). In : Revue Générale de l'Électricité, tom. **75**, nr. 1, ian 1966, p. 41—52, 9 fig., 3 ref. bibl.

Încercările mersului în asincron a turboalternatoarelor permit stabilirea caracteristicilor maşinilor de mare putere pentru studiul stabilităţii şi pentru posibilitatea de realizare a dispozitivelor de excitaţie cu redresoare uscate. Se prezintă şi se analizează principalele rezultate obţinute şi se expune o posibilitate de studiere a mersului în asincron pe un calculator analogic. S-au realizat două tipuri de încercări :

— inductorul închis pe excitaţie, ceea ce corespunde condiţiilor reale de mers în asincron al alternatoarelor în exploatare ;

— inductorul deschis, ceea ce a permis stabilirea schemei echivalente pentru funcţionarea în asincron şi măsurarea variaţiei tensiunii la bornele inductorului.

Se prezintă curbele de variaţie, pentru cazuri caracteristice intervenite în exploatare, a puterii, a tensiunii şi a curentului inductor în funcţie de tensiune. Experimentările pe calculatorul analogic s-au făcut numai în cazul închiderii inductorului pe excitaţie. Ţinînd seamă de rezultatele obţinute la mersul în asincron a turboalternatoarelor de 156 MVA se fac unele recomandări pentru folosirea grupurilor de 600 MW.

A. C.

CZ 621.313.32.016.352.001.42

Hamdi—Sepen, C. **Procedee de stabilizare a maşinii sincrone în regim tranzitoriu** (Procédé de stabilisation de la machine synchrone en régime transitoire). In : Revue Générale de l'Électricité, tom. **75**, nr. 1, ian 1966, p. 103—110, 7 fig., 9 ref. bibl.

Se prezintă procedeele de stabilizare a maşinii sincrone în regim tranzitoriu bazată pe deplasarea axelor cîmpului inductor pe rotor. Se arată modul de utilizare a maşinilor stabilizate după procedeele descrise în sistemele de transmitere şi distribuire a energiei electrice în curent alternativ. După o serie de consideraţii privind realizarea practică a înfăşurărilor auxiliare de pe rotor, se explică posibilităţile tehnice de utilizare şi avantajele economice obţinute prin aplicarea procedeelor de stabilizare analizate.

După prezentarea premiselor care stau la baza procedeelor de stabilizare se expune partea teoretică confruntîndu-se cu o serie de date experimentale realizate pe o microreţea. Astfel, s-au comparat rezultatele obţinute în cazul transmiterii unei puteri de 600 MW la 800 km prin staţii intermediare de 415 kV şi 385 kV existente în practică cu alternatoare nestabilizate, cu o serie de date obţinute în cazul stabilizării pe microreţea a aceloraşi alternatoare. S-a obţinut o creştere a puterii transmise pînă la 865 MW. Se fac calcule economice cu date numerice şi se indică economiile procentuale care se obţin la transportul energiei la distanţe mari şi tensiuni înalte cînd se stabilizează alternatoarele.

A. C.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.2.027.3 : 621.316.54.064

Kind Dieter, Salge, Jurgen. **Despre producerea supratensiunilor de conectare cu transformatoare de încercare de înaltă tensiune.** (Über die Erzeugung von schaltspannungen mit Hochspannungs — Prüftransformatoren). In : ETZ-A **86**, nr. 20, 1965, p. 648—651, 8 fig., 1 tab., 14 ref. bibl.

Se arată că tensiunile de conectare, care pînă acum erau produse cu ajutorul generatoarelor de impulsie, se pot produce folosind transformatoare de încercare excitate prin impulsuri şi premagnetizate cu curent continuu.

Se pot realiza supratensiuni de conectare reproductibile, a căror evoluţie în timp poate fi aleasă sau tensiuni amortizate aperiodic sau periodic.

Se dau rezultatele unor măsurări din analiza cărora reiese eficienţa metodei prezentate.

V. L.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.616.96.001.4

Schülein, E. **Încercarea răşinilor turnate şi a derivatelor şi formelor de epoxizi** (Zur Prüfung von Tiessharzen, Tiessharzmassen und — Formstoffen aus Epoxyden). In : ETZ-B, nr. 26, decembrie 1965, p. 870—874, 1 tab., 7 grafice.

Se arată că metoda „reologică" de încercare este cea mai concludentă şi constă în verificarea însuşirilor de curgere cu ajutorul viscozimetrului. Sînt explicaţi apoi termenii în legătură cu curgerea : tixotropia, dilatanţa etc. Spre deosebire de viscozimetrul cu bilă, care dă numai valori relative (de comparaţie), viscozimetrul cu rotaţie sau cu tensiune ne dă valori absolute, care pot servi şi pentru scopuri de reglaj. Un grafic ne arată dependenţa de temperatură a viscozităţii unor răşini bisfenolice. Un alt grafic reprezintă variaţia viscozităţii izotermice. O tabelă redă pentru răşinile definite prin DJN şi VDE diferitele însuşiri, care urmează să fie verificate în mod obligatoriu sau informativ la recepţia răşinilor epoxidice. Pentru răşinile epoxidice bisfenolice sînt reprezentate apoi în 3 grafice diferite variaţiile (în timpul răcirii şi solidificării) ale temperaturii în mijlocul sferei de încercare, apoi variaţia cu timpul a contracţiei şi a viscozităţii, a rezistenţei specifice ce trece, în cm, cum şi a factorului de pierderi dielectrice tg δ.

Se menţionează, în mod special, că uscarea, solidificarea, respectiv călirea completă, se produce la acest material abia după cîteva zile.

Într-un alt grafic sînt reprezentate fenomenele de contracţie la fabricarea pieselor din asemenea răşini, iar ultimul grafic ne dă (pentru diferite timpuri de depozitare) variaţiile factorului de pierderi dielectrice şi ale creşterii în greutate, atît pentru răşinile propriu-zise, cît şi pentru cele amestecate cu cuarţ, dolomit etc.

Articolul se încheie cu consideraţiuni privind îmbătrînirea acestor materiale, cum şi cu verificările speciale cerute de electrotehnică, cum ar fi comportarea în aer liber sau în cazuri de incendiu. Se aminteşte în sfîrşit verificarea cu ultrasunete, cea optică şi cea a iluminării (penetraţiei) cu raze energetice electromagnetice.

Gh. C.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăteanu, ing. Al. Greceanu ; ing. Şt. Grosu ; prof. doc. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride, ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ ; ing. St. Ţiganetea, ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Publicaţiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", str. Brezoianu nr. 23—25, Bucureşti, c. 3403. Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

41 400

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

SOMMAIRE

Editorial
Electrotehnica **14** no. 6, juin 1966, p. 185–186

CD 538.313 : 621.3.013.7
Saviuc, D. : **Contributions à la théorie non-linéaire limite de la propagation des ondes électromagnétiques dans les conducteurs ferromagnétiques en régime permanent.**
Electrotehnica **14**, no. 6, juin 1966, p. 187–200

On présente les méthodes de calcul des champs électriques et magnétiques concernant la magnétisation alternative des conducteurs ferromagnétiques, en admettant que la valeur maxima de l'induction ne varie pas avec le champ magnétique. On développe la méthode non-linéaire limite correcte pour les cas les plus importants rencontrés dans la pratique, tout en comparant entre eux les résultats obtenus, ainsi qu'avec les résultats obtenus dans l'hypothèse d'une perméabilité magnétique constante.

CD 621.313.333.018.41.001.41
Manolescu, R. : **Contributions à l'étude du régime transitoire du moteur asynchrone alimenté avec une tension et une fréquence variables.**
Electrotehnica **14**, no. 6, juin 1966, p. 201–205

On analyse les régimes transistoires de la machine asynchrone à tension et fréquence variables, en envisageant le cas d'une variation par sauts de chacun des facteurs mentionnés. L'analyse est effectuée pour le cas particulier de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique de fréquence à thyristors et dont la fréquence et la tension peuvent être variées indépendamment. On fait des déductions concernant les fonctions de transfert correspondantes. On indique comparativement les caractéristiques théoriques et expérimentales.

CD 621.313.14.048.1
Antohi, C., Pascal, P. et *Bercu, A.* : **Schémas d'isolation pour les machines électriques utilisées en vue de l'entraînement des compresseurs destinés au agrégats frigorifiques capsulés.**
Electrotehnica **14**, no. 6, juin 1966, p. 205–211

On présente les résultats obtenus à la suite des essais effectués à l'Institut de Recherches et de Projets Electrotechniques pendant les années 1963 et 1964, le stade actuel de la technique dans ce domaine en certains pays grands producteurs d'agrégats frigorifiques, la direction dans laquelle ont été dirigées les recherches faites par l'Institut de Recherches et de Projets Electrotechniques pendant l'année 1965, les travaux exécutés pendant cette année et les résultats obtenus finalement. A la suite de l'analyse des résultats on recommande l'utilisation de trois schémas d'isolation à stabilité thermique différente et l'on fait des appréciations concernant les prix de revient des enroultements des machines électriques asynchrones exécutées avec ces isolations.

CD 621.34 : 621.84
Seracin, E. : **Une nouvelle méthode pour le calcul des entraînements électriques à mécanisme bielle-manivelle.**
Electrotehnica **14**, no. 6, juin 1966, p. 212–216

Dans cet article on présente une nouvelle méthode pour le calcul de l'entraînement électrique au moyen du mécanisme bielle-manivelle. La méthode est basée sur la construction d'un diagramme de charge en paliers, à l'aide duquel — et en introduisant une constante moyenne de temps — on calcule le diagramme du couple moteur qui permet le choix du moteur d'entraînement à base de chauffage et de surcharge. La méthode assure la stabilité des données du moteur et du volant par un volume réduit de calculs et offre la possibilité de choisir la solution qui correspond le mieux, parmi la totalité des variantes possibles.

NOTE
CD 621.3.013.22
Carabulea, A. : **Relations de calcul simplifiées concernant les capacités réciproques entre circuits voisins.**
Electrotehnica **14**, no. 6, juin 1966, p. 217–222

COMPTES RENDUS 222–223

EXTRAITS 223–224

INHALTSVERZEICHNIS

Leitartikel
Electrotehnica **14**, H. 6, Juni 1966, S. 185–186

DK 538.313 : 621.3.013.7
Saviuc, D. : **Beiträge zur nichtlinearen Grenztheorie der Fortpflanzung elektromagnetischer Wellen in ferromagnetischen Leitern bei Dauerbetrieb.**
Electrotehnica **14**, H. 6, Juni 1966, S. 187–200

Man zeigt die Berechnungsmethoden der elektrischen und magnetischen Felder für den Fall der Wechselmagnetisierung der ferromagnetischen Leiter in der Annahme dass der Höchstwert der Induktion sich mit dem magnetischen Feld nicht ändert. Für die in der Praxis wichtigeren Fälle wird die genaue nichtlineare Grenzmethode entwickelt und dabei deren Resultate unter sich sowie mit denjenigen verglichen, die in dem Falle einer konstanten magnetischen Permeabilität erhalten werden.

DK 621.313.333.018.41.001.41
Manolescu, R.: **Beiträge zur Untersuchung des Übergangsbetriebes von Asynchronmotoren bei Speisung mit verändernden Spannung und Frequenz.**
Electrotehnica **14**, H. 6, Juni 1966, S. 201–205

Man untersucht die Fälle des Übergangsbetriebes der Asynchronmaschine bei Speisung mit verändernden Spannung und Frequenz für den Fall der Sprungänderung einer der genannten Grössen. Die Untersuchung ist für den speziellen Fall durch geführt, dass die Asynchronmaschine von einem statischen Frequenzumformer mit Thyristoren gespeist wird, wobei die Frequenz und die Spannung unabhängig voneinander geändert werden können. Es werden dann die entsprechenden Übergangsbeziehungen abgeleitet. Zum Vergleich werden theoretische und experimentelle Charakteristiken angegeben.

DK 621.313.14.048.1
Antohi, C., Pascal, P. und *Bercu, A.* : **Isolationsschemata für elektrische Maschinen, die zum Antrieb von Kompressoren aus gekapselten Kälteaggregaten verwendet werden.**
Electrotehnica **14**, H. 6, Juni 1966, S. 205–211

Es werden Resultate der beim I.C.P.E. in den Jahren 1963 und 1964 unternommenen Versuche gezeigt, ferner den jetzigen Stand der Technik auf diesem Gebiet in gewissen Ländern mit Grosserzeugung von Kälteaggregaten, die Forschungsrichtung des I.C.P.E. für das Jahr 1965, die in diesem Jahr ausgeführten Arbeiten und deren Endergebnisse. Auf Grund der Betrachtung der Resultate werden 3 Isolationsschemata verschiedener thermischer Stabilität empfohlen und dabei Bemerkungen bezüglich der Selbstkosten der mit diesen Isolationen ausgeführten Wicklungen von elektrischen Asynchronmaschinen gemacht.

DK 621.34 : 621.84
Seracin, E. : **Eine neue Berechnungsmethode der elektrischen Antriebsvorrichtungen mit Schubstange und Kurbel.**
Electrotehnica **14**, H. 6, Juni 1966, S. 212–216

Es wird eine neue Methode gebracht zur Berechnung der elektrischen Antriebsvorrichtungen mit Schubstange und Kurbel. Die Methode besteht in der Aufzeichnung einer Stufenschaulinie der Belastung mit deren Hilfe, nach Einführung einer mittleren Zeitkonstante, die Schaulinie des Drehmomentes berechnet wird, welche wiederum die Wahl des Antriebsmotors auf Grund der Erwärmung und der Überlast ermöglicht. Die Methode sichert die Feststellung der Daten für Motor und Schwungrad bei einer Mindestanzahl von Berechnungen und bietet die Möglichkeit für die Wahl der günstigsten Lösung aus der Gesamtzahl der möglichen Varianten.

KURZBERICHT
DK 621.3.013.22
Carabulea, A. : **Vereinfachte Berechnungsbeziehungen für reziproke Kapazitäten benachbarter Stromkreise.**
Electrotehnica **14**, H. 6, Juni 1966, S. 217–222

BÜCHBESPRECHUNGEN 222–223

REFARETE 223–224

CONTENTS

Leading article

Electrotehnica **14**, nr. 6, june 1966, p. 185–186

DC 538.313 : 621.3.013.7

Saviuc, D. : **Contributions to the non-linear limit theory of the propagation of electromagnetic waves in ferromagnetic conductors under permanent regime.**

Electrotehnica 14, nr. 6, june 1966, p. 187–200

The author presents the calculation methods of the electric and magnetic fields in the case of the alternative magnetization of ferromagnetic conductors, admitting that the maximum value of the induction does not vary with the magnetic field. The correct non-linear limit method is developed for the most important practical cases, the results obtained being compared with each other and with those obtained in the hypothesis of a constant magnetic permeability.

DC 621.313.333.018.41.001.41

Manolescu, R. : **Contributions to the study of the transitory regime of asynchronous engines fed with variable voltage and frequency.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, june 1966, p. 201–205

The transitory regimes of the asynchronous machines fed with variable voltage and frequency are analysed in the case of a leap-variation of each of the mentioned values. The analysis is made for the particular case of asynchronous machines fed from a static frequency converter with tiristors in which the frequency and voltage can be varied independently. The corresponding transfer functions are also deduced. Some theoretical and experimental characteristics are comparatively presented.

DC 621.313.14.048.1

Antohi, C., Pascal, P. and *Bercu, A.* : **Insulation schemes for the electric machines used for driving the compressors from the capsulated frigorific aggregates.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, june 1966, p. 205–211

The authors describe the results obtained from the experiments carried out at the Electrotechnical Research and Design Institute in 1963 and 1964, the present technical stage reached in this field by several countries which are big producers of frigorific aggregates, the research lines followed in 1965 by the above-mentioned Institute, the works carried out this year and the final results. Following the analysis of the results obtained, the use is suggested of three insulating-schemes with different thermical stability and some appreciations are made concerning the cost price of the windings of asynchronous electric machines provided with these insulations.

DC 621.34 : 621.84

Seracin, E. : **A new method for calculating the electric drives with connecting rod-crank mechanism.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, june 1966, p. 212–216

A new method for calculating the electric drives with connecting rod-crank mechanism is presented. The method consists in the construction of a gradient-charge diagram by means of which, by introducing an average time constant, it is possible to calculate the diagram of the driving couple which allows to choose the driving engine on the basis of heating and overload. The method permits to establish the data concerning the engine and the flywheel with a small volume of calculus, furthermore offering the possibility of choosing the adequate solution from the totality of possible variants.

NOTE

DC 621.3.013.22

Carabulea, A. : **Simplified calculus relations for reciprocal capacities between neighbouring circuits.**

Electrotehnica **14**, nr. 6, june 1966, p. 217–222

REVIEWS 222–223

ABSTRACTS 223–224

ELECTROIMPEX

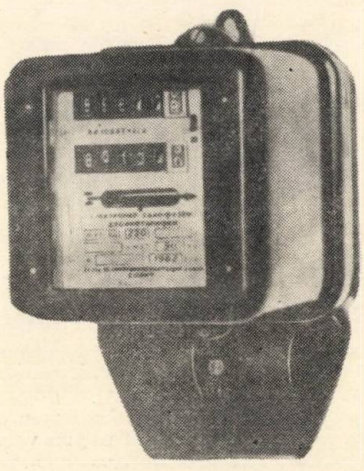
INTREPRINDERE COMERCIALĂ DE STAT

BULGARIA — SOFIA

STR. G. WASHINGTON, nr. 17

TELEFON: 8-49-91

TELEX: 575



EXPORTĂ:

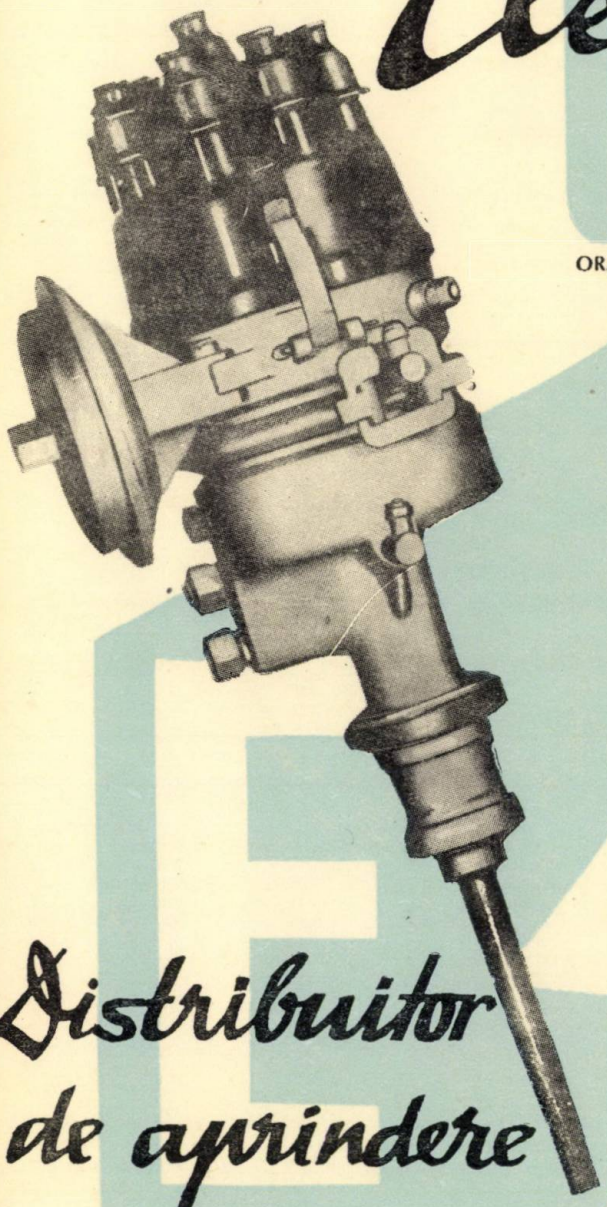
contoare electrice, voltmetre, ampermetre pentru funcţionare în cele mai variate condiţii posibile după standardele bulgare, sovietice, engleze şi indiene

GRS ZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Electroprecizia

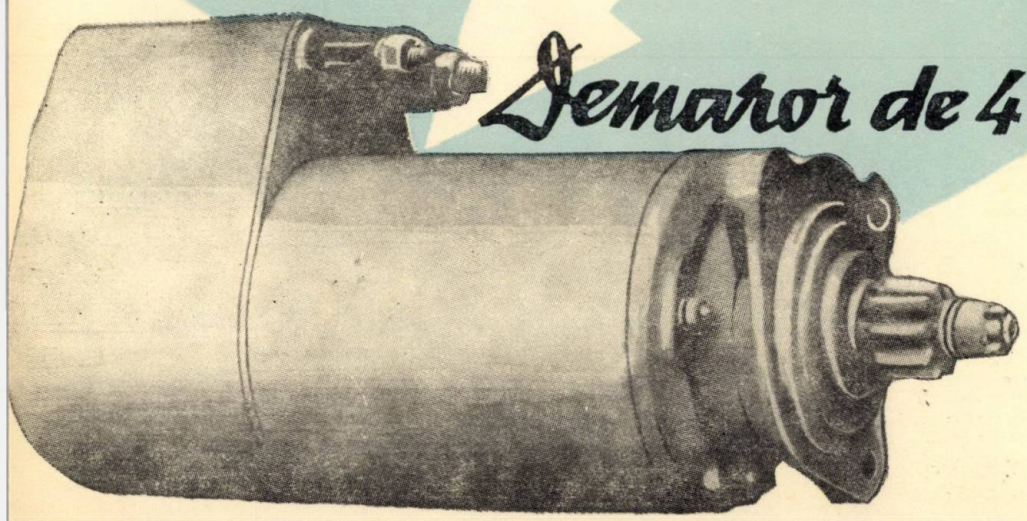
UZINA

ORAŞUL SĂCELE, STR. TÎRLUNGULUI 32 TELEFON : 45-54 REGIUNEA BRAŞOV



Distribuitor de aprindere

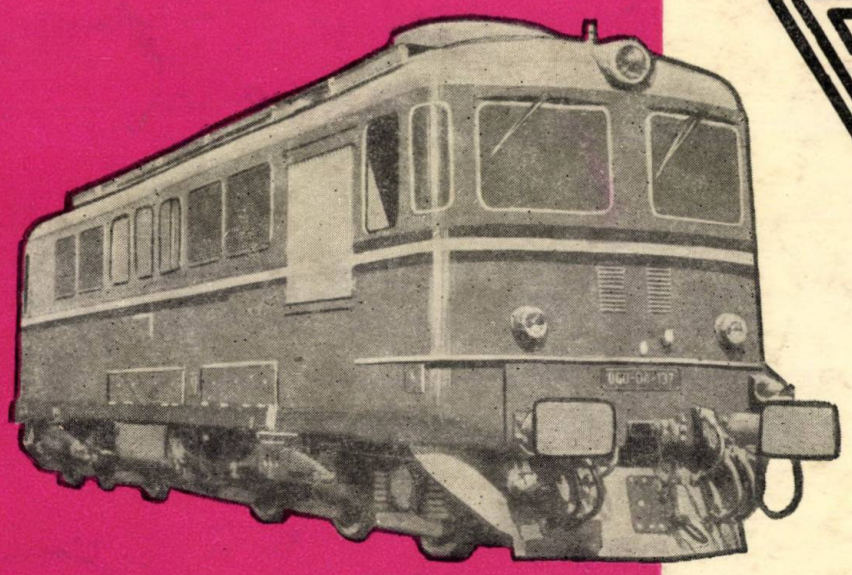
Demaror de 4 C.P.



1967 MAI 16

LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE
CO-CO 2100 CP
pentru traficul de marfă și de călători

– condiții optime de comandă și de vizibilitate a căii
– folosirea puterii totale a motorului Diesel la viteze mari
– posibilitate de comandă unică la unități cuplate



uzinele

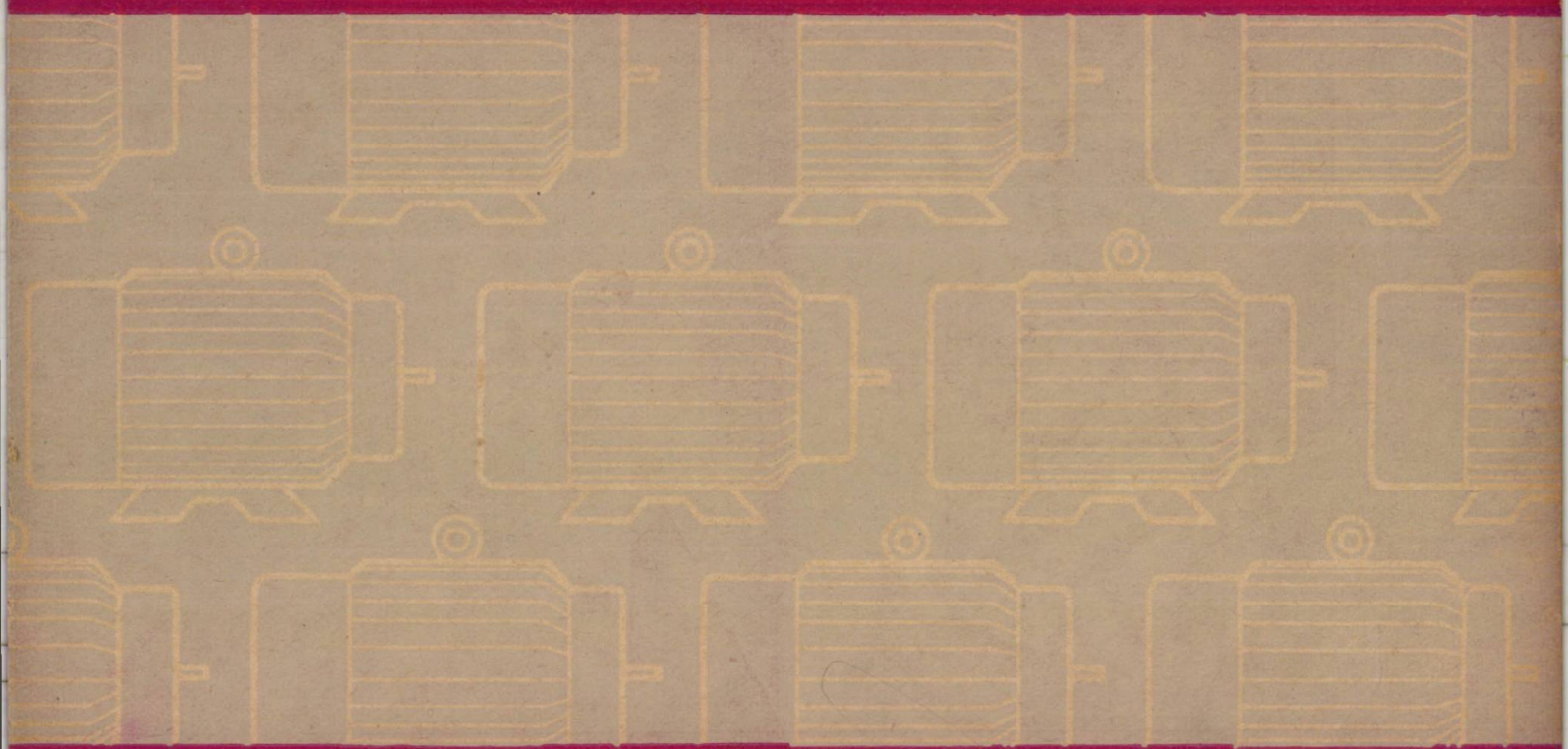
ELECTROPUTERE

E 2040

R

ELECTROTEHNICA

REFERALNA



7

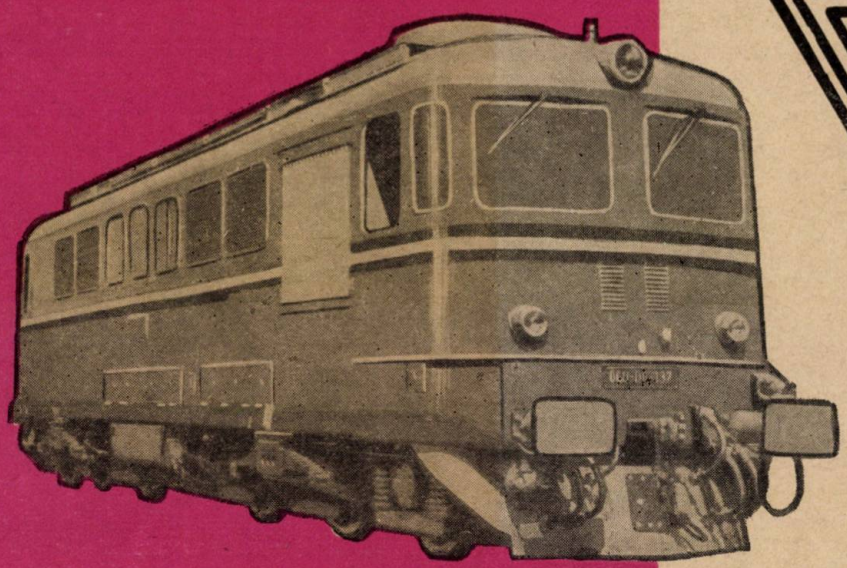
ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 14 • NR. 7 • IULIE 1966

LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE

CO-CO 2100 CP

pentru traficul de marfă și de călători

- condiții optime de comandă și de vizibilitate a căii
- folosirea puterii totale a motorului Diesel la viteze mari
- posibilitate de comandă unică la unități cuplate



uzinele

ELECTROPUTERE

MŰSZAKI KÖNYVTÁRI DOKUMENTÁCIÓS SZOLGÁLAT

ELECTROTEHNICA

Anul 14 Nr. 7, p. 225–264 iulie 1966

CUPRINS

CZ 537.525 : 532.3 : 621.313.12

Nicolaide, A. : **Generatorul magnetohidrodinamic cu metal lichid.**

Electrotehnica, 14, nr. 7, iulie 1966, p. 225–238

Se expune teoria generatorului MHD cu metal lichid. În urma studiului cîmpului electromagnetic din mașină se arată că efectul cîmpului magnetic de reacție conduce la utilizarea slabă a canalului MHD al mașinii și la un randament scăzut. Se expun unele elemente de calcul al mașinii.

După ce se subliniază importanța efectului de capăt al curenților, se face un nou studiu amănunțit al acestui efect, folosind teoria funcțiilor eliptice și se obțin rezultate interesante, dintre care unele nu sînt cunoscute în literatură.

CZ 621.313.333.019.1.001.2

Nedelcu, V. : **O nouă metodă pentru determinarea experimentală a raportului de transformare la motoarele asincrone trifazate.**

Electrotehnica, 14, nr. 7, iulie 1966, p. 238–240

Exploatînd simetria constructivă a înfășurărilor armăturilor statorului și rotorului unui motor asincron trifazat se propune o nouă metodă pentru determinarea experimentală a raportului de transformare a motoarelor asincrone trifazate cu rotorul bobinat. Această metodă constă în alimentarea unei înfășurări a statorului de la o sursă de curent alternativ și măsurînd tensiunile electromotoare induse în celelalte înfășurări deconectate ale statorului și la bornele înfășurărilor rotorului deschis.

CZ 621.313.333.076.2 – 566 : 621.38

Landau, I.D., Gavăt, Șt., Felea, M. și *Manolescu, R.*: **Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variația tensiunii și frecvenței cu ajutorul convertizoarelor statice cu tiristoare.**

Electrotehnica, 14, nr. 7, iulie 1966, p. 240–251

Se prezintă metodele de reglare automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice. Se prezintă diverse scheme de convertizoare statice de frecvență cu tiristoare folosite pentru obținerea tensiunilor alternative trifazate de amplitudine și frecvență variabilă împreună cu schemele de comandă tranzistorizate. Se insistă asupra experimentărilor și soluțiilor adoptate la I.P.A. în această problemă. În încheiere se prezintă și o analiză tehnico-economică care justifică utilizarea acestor metode în acționările electrice cu viteză reglabilă.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.313.1 : 537.311.3

Novac, I. : **O nouă concepție în construcția de mașini electrice — criomașina electrică.**

Electrotehnica 14, nr. 7, iulie 1966, p. 251–256

După ce se arată că, în condițiile orientării spre puteri unitare ale mașinilor electrice din ce în ce mai mari, progresul actualelor mașini electrice este limitat, se prezintă motivele care pledează pentru trecerea la construcția de criomașini electrice. Analizîndu-se posibilitățile de realizare a acestora, se ajunge la concluzia că cele mai corespunzătoare metale de înaltă puritate folosite ca material conductor sînt aluminiul și beriliul, bobinajele urmînd să fie răcite cu ajutorul hidrogenului lichid. Înfășurările urmează să se execute din conductoare elementare foarte subțiri, respectiv din sîrmă de diametru foarte mic, pentru a evita apariția de pierderi suplimentare. În continuare se prezintă unele considerații particulare privind construcția de criotransformatoare și de criogeneratoare, cum și unele concluzii referitoare la situațiile în care acestea devin economice.

RECENZII 256–259
REFERATE 259–261
CRONICĂ 262–263
SCURTE ȘTIRI 264

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 537.525:532.3:621.313.12

Николаиде А. — **Магнитогидродинамический генератор с жидким металлом.**

Electrotehnica, 14, №. 7, июль 1936, стр. 225–238

Излагается теория генератора ,,МГД'' с жидким металлом. На основе исследования электромагнитного поля машины, указывается, что эффект магнитного поля реакции приводит к слабому использованию канала ,,МГД'' машины, и к пониженном К.П.Д. Приводится ряд расчётных элементов машины.

После того, как подчёркивается значение концевого эффекта токов, приводится новое подробное изучение данного эффекта, применяя теорию элиптических функций и получаются интересные результаты, некоторые из которых ещё неизвестны в литературе.

ДК 621.313.333.019.1.001.2

Неделку В. — **Новый метод экспериментального определения коэффициента трансформации у асинхронных трифазных двигателях.**

Electrotehnica, 14, №. 7, июль 1936, стр. 238–240

Эксплуатируя конструктивную симметрию обмоток арматур статора и ротора трёхфазного асинхронного двигателя, предлагается новый метод экспериментального определения коэффициента трансформации трёхфазных асинхронных двигателей с фазным ротором. Данный метод заключается в питании обмотки статора из источника переменного тока, при измерении индусктированных напряжений в остальных отключённых обмотках электростатора и на зажимах обмоток открытого ротора.

ДК 621.313.333.076.2–566:621.38

Ландау И. Д., Гавэт Ст., Феля М. и Манолеску Р. — **Автоматическое регулирование скорости асинхронных двигателей посредством вариации напряжения и частоты при помощи статических преобразователей.**

Electrotehnica, 14, №. 7, июль 1936, стр. 240–251

Приводятся методы автоматического регулирования скорости асинхронных моторов, питаемых статическими преобразователями. Приводятся различные схемы статистических преобразователей частоты с тиристорами, применяемые с целью осуществления трёхфазных переменных напряжений переменной амплитуды и частоты совместно с трензисторизованными схемами управления. Особое внимание уделяется экспериментам и принятым по этому вопросу решениям в Институте ,,ИРА''. В заключении приводится также техно-экономический анализ, оправдывающий рпименение данных методов в области электрических приводов с регулирующейся скоростью.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.313.1:537.311.3

Новак И. — **Новая концепция в области производства электромашин—электрическая криомашина.**

Electrotehnica, 15, №. 7, июль 1966, стр. 251–256

После указания на то, что при условиях ориентировки на всё большие и большие единичные мощности электромашин, прогресс настоящих электромашин ограничен, приводятся причины, ведущие к производству электрокриомашин. Анализирую возможности осуществления последних, автор приходит к заключению, что наиболее подходящие металлы высокой чистоты, применяемые в качестве приводного материала является алюминий и бериллий, при этом обмотки охлаждаются жидким водородом. Обмотки изготовляются из очень тонких элементарных проводов, соответственно из проволоки весьма малого диаметра, с целью предотвращения возникновения дополнительных потерь. Далее приводится ряд соображений по вопросу изготовления криотрансформаторов и криогенераторов, а также ряд выводов относительно положений, при кототых они являются экономичными.

РЕЦЕНЗИИ 256–259
РЕФДРАТЫ 259–261
ХРОНИКА 262–263
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 264

INHALT

DK 573.525 :532.5 :621.313.12

Nicolaide, A.: **Der magnetohydrodynamische Generator mit flüssigem Metall.**

Electrotehnica, 14, Heft 7, Juli 1966, S. 225–238

Es wird die Theorie des MHD-Generators mit flüssigem Metall dargelegt. Nach der Untersuchung des elektromagnetischen Feldes in der Maschine zeigt man dass die Wirkung des magnetischen Gegenfeldes zu einer schwachen Ausnutzung des MHD-Kanals der Maschine und einem niedrigen Wirkungsgrad führt. Man zeigt gewisse Berechnungselemente der Maschine.

Nach Hervorhebung der Bedeutung des Endeffektes der Ströme, wird eine neue genaue Untersuchung dieses Effektes vorgenommen und dabei von der Theorie der elliptischen Funktionen Gebrauch gemacht. Man erhält interessante Resultate, wovon uns manche aus der Literatur nicht bekannt sind.

DK 621.313.333.019.1.001.2

Nedelcu, V.: **Eine neue Methode zur experimentellen Bestimmung des Uebersetzungsverhältnisses bei den asynchronen Drehstrommotoren.**

Electrotehnica 14, Heft 7, Juli 1966, S. 238–240

Durch Ausnutzung der konstruktiven Symetrie der Stator- und Rotorwicklungen eines Drehstrom-Asynchronmotors wird eine neue Methode vorgeschlagen zur experimentellen Bestimmung des Uebersetzungsverhältnisses bei den asynchronen Drehstrommotoren mit Rotorwicklung. Die Methode besteht darin dass man eine Spule des Stators mit Wechselstrom speist und dabei die elektromotorischen Kräfte misst, welche in die anderen abgeschalteten Spulen des Stators sowie in die offenen Wicklungen des Rotors induziert werden.

DK 621.313.333.076.2–566 :621.38

Landau, I. D., Gavăt, Șt., Felea, M. und *Manolescu, R.*: **Die automatische Drehzahlregelung bei Asynchronmotoren durch die Spannungs — und Frequenzänderung mit Hilfe von statischen Umformen.**

Electrotehnica 14, Heft 7, Juli 1966, S. 240–251

Dargestellt werden die Methoden der automatischen Geschwindigkeitsregelung bei den Asynchronmotoren, welche durch statische Umformer gespeist werden. Man zeigt verschiedene Schaltungen von statistichen Frequenzumformern mit Thyristoren, welche zur Erzeugung von Drehstromspannungen veränderlicher Amplitude und Frequenz verwendet werden, einschl. deren transistorisierten Steuerungsschematas. Man bespricht besonders die von der I.P.A. in diesem Problem angeeigneten Untersuchungen und Lösungen. Zum Schluss wird eine technischwirtschaftliche Untersuchung gebracht, welche die Anwendung dieser Methode bei den elektrischen Antrieben mit veränderlicher Tourenzahl rechtfertigt.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.313.1 :537.311.3

Novac, I.: **Ein neuer Gedanke beim Bau der elektrischen Maschinen: die elektrische Kryomaschine.**

Electrotehnica, 14, Heft 7, Juli 1966, S. 251–256

Nachdem gezeigt wird dass beim Trachten nach immer grösseren Einheitsleistungen der elektrischen Maschinen der Fortschritt der jetzigen elektrischen Maschinen begrenzt ist, werden die Gründe angegeben, welche für den Uebergang zum Bau von Kryomaschinen sprechen. Bei der Untersuchung der Möglichkeiten zur Verwirklichung dieser Maschinen kommt man zu dem Schluss dass die als Leiter verwendete Materialien das Aluminium und das Berilium bzgl. höchster Reinheit in erster Linie in Betracht kommen, wobei die Wicklungen mit flüssigem Wasserstoff gekühlt werden sollen. Die Wicklungen werden aus sehr dünnen Elementarleitungen bzw. aus Drähten sehr kleinen Durchmessers zur Vermeidung von Nebenverlusten hergestellt. Dann werden einige Sonderbetrachtungen bzgl. Bau von Kryotransformatoren und Kryogeneratoren gebracht, sowie gewisse Schlussfolgerungen bzgl. der Fälle, in denen sich diese Maschinen als wirtschaftlich erweisen.

BUCHBESPRECHUNGEN 256–259
REFERATE 259–261
CHRONIK 262–263
KURZNACHRICHTEN 264

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1966

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 7 București, iulie 1966

Generatorul magnetohidrodinamic cu metal lichid

Andrei Nicolaide* — Brașov

CZ 537.525 :532.5 :621.313.12

Una dintre aplicațiile cele mai importante ale plasmei se referă la construcția unor generatoare care transformă direct energie termică în energie electrică.

Generatoarele MHD cu fluidul conductor constituit din metal lichid se utilizează pentru tensiune joasă și curent de intensitate mare. Aceste generatoare se pot construi pentru a produce curent continuu sau curent alternativ. În lucrarea de față se va considera numai generatorul de curent continuu care reprezintă aplicația principală.

Scopul lucrării de față îl constituie prezentarea teoriei generatorului MHD cu metal lichid. Spre deosebire de lucrările cunoscute [1], [2], [3] studiul se face pe cît posibil analog cu teoria mașinilor electrice clasice, ceea ce permite obținerea rezultatelor sub o formă mai apropiată de scopurile practice. De asemenea, se studiază efectul de capăt al curenților pentru electrozi compleți și pentru electrozi fracționați, în cazul în care lungimea cîmpului magnetic este egală cu lungimea electrozilor.

Studiul efectuat în lucrarea de față este util și pentru pompele MHD și pentru generatoarele MHD (în care fluidul conductor este un gaz ionizat) numite generatoare MHD gazodinamice.

1. Fenomenele principale din mașină

În figura 1 se prezintă schema de principiu a generatorului MHD. Sensul de deplasare al fluidului este indicat prin viteza $\boldsymbol{v}$. Înfășurarea de excitație (care nu este reprezentată în figura 1) produce cîmpul magnetic de inducție $\boldsymbol{B}$. Canalul prin care se deplasează un fluid conductor și în care fluidul se află sub acțiunea unui cîmp magnetic se numește canal magnetohidrodinamic. Canalul MHD al unui generator se mai numește și conducta generatorului. Canalul MHD din figura 1 are fețele verticale (paralele cu planul *xoz*) executate din material conductor (metal), acestea constituie electrozii, iar fețele orizontale (paralele cu planul *yoz*) executate din material izolant.

Electronii fluidului conductor (metal lichid) în mișcare sînt supuși acțiunii forței $e\boldsymbol{E}$ unde $\boldsymbol{E} = \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}$, iar e este sarcina electronului. Astfel se produce o t.e.m. și ca urmare între electrozi apare o diferență de potențial. Dacă între electrozi este conectată o rezistență de sarcină, t.e.m. produsă stabilește un curent. Mașina funcționează în acest caz ca generator.

La trecerea curentului de sarcină prin canalul MHD se produce un cîmp magnetic de reacție,

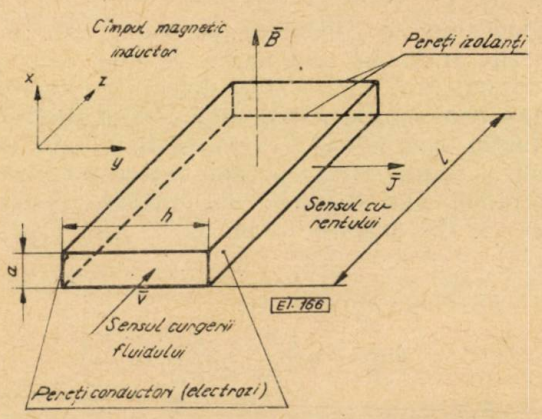


Fig. 1. Explicativă la funcționarea generatorului MHD. Dimensiunile conductei: l – lungimea; h – lățimea; a – înălțimea.

care are efecte asemănătoare ca la generatoarele de curent continuu clasice. Ca și la mașina de curent continuu clasică (generator), cîmpul magnetic de reacție întărește cîmpul magnetic sub cornul polar de ieșire și îl slăbește sub

* Dr. ing. *A. Nicolaide* este conferențiar la Institutul politehnic-Brașov.

cornul polar de intrare (fig. 2). Dacă nu se ia în considerare fenomenul de saturație, fluxul magnetic rezultant rămîne neschimbat, adică creșterea fluxului magnetic sub un corn polar

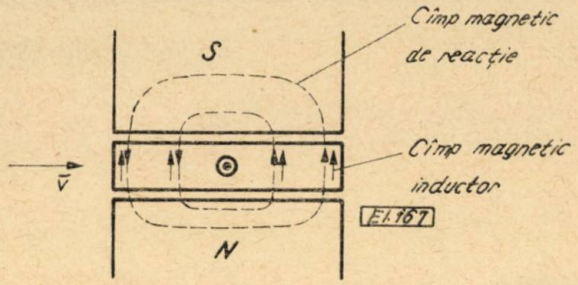


Fig. 2. Reacția indusului la generatorul MHD.

este egală cu scăderea fluxului magnetic sub celălalt corn polar.

Dacă se presupune canalul MHD foarte lung, atunci $\boldsymbol{B}$ și $\boldsymbol{J}$ sînt perpendiculare pe fețele canalului. Legea lui Ohm aplicată pentru fluidul conductor dă :

$$\boldsymbol{J} = \sigma(\boldsymbol{E}_s + \boldsymbol{E}_c), \qquad (1)$$

unde $\boldsymbol{E}_s = \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}$ este componenta solenoidală a intensității cîmpului electric, iar $\boldsymbol{E}_c$ este componenta coulombiană a intensității cîmpului electric. Prin integrare se obține (fig. 3) :

$$\int_B^A J \cdot \mathrm{d}y = \sigma \int_B^A vB\mathrm{d}y + \sigma \int_B^A E_c \,\mathrm{d}y.$$

Dar :

$$U = \int_A^B E_c \cdot \mathrm{d}y\,; \qquad U = U_e - J\frac{h}{\sigma}, \qquad (2)$$

unde t.e.m. s-a notat

$$U_e = vBh.$$

Dacă nu se consideră cîmpul magnetic de reacție, inducția magnetică B este constantă în lungul canalului și deci densitatea de curent J de asemenea. Dacă însă se consideră acest cîmp, inducția magnetică B variază în lungul canalului, și anume crește pe măsură ce se consideră un punct mai depărtat de intrarea canalului (fig. 2). Ca urmare t.e.m. $U_e = vBh$ crește și,

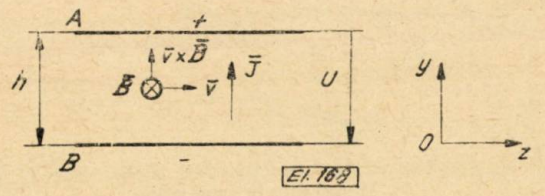


Fig. 3. Producerea t.e.m. în generatorul MHD.

deoarece U este același (electrozii putînd fi considerați suprafețe echipotențiale), crește și densitatea de curent J. Dar efectuînd media mărimilor care intră în ecuația (1), U_e trebuie să fie același ca în cazul cînd s-ar lua în considerare numai cîmpul inductor, deoarece U_e este proporțional cu B, iar fluxul total rămîne neschimbat. Curentul total rămîne astfel același ca în cazul cînd nu ar exista decît cîmpul inductor, repartiția curentului nu mai este însă uniformă. Un efect al cîmpului de reacție este deci repartiția neuniformă a densității de curent și ca urmare creșterea pierderilor în fluid, față de situația în care densitatea de curent ar fi uniform repartizată. Astfel, datorită cîmpului de reacție, utilizarea canalului MHD nu este satisfăcătoare, este deci necesar să se micșoreze sau să se anuleze acest cîmp.

Compensarea cîmpului de reacție se poate face în diferite moduri. Unul dintre acestea este dispunerea convenabilă a conductoarelor după cum se indică în figura 4. Din aceeași figură se vede că în acest caz solenația de reacție este nulă, deoarece liniile de cîmp magnetic produse de curentul din fluid, respectiv de curentul din conductoarele de compensare dau o rezultantă nulă, astfel se suprimă cîmpul magnetic de reacție.

Un alt procedeu, pentru a realiza compensarea, este utilizarea electrozilor fracționați. În acest caz cîmpul de reacție există, dar pentru

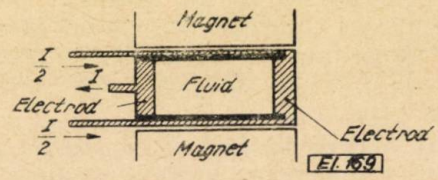


Fig. 4. Compensarea cîmpului magnetic de reacție prin dispunerea convenabilă a conductoarelor.

fiecare pereche de electrozi (care se află față în față) în parte, și de aceea este mic, deoarece și solenația care îl produce corespunde unui singur electrod, deci are o valoare mai mică. Circuitul magnetic trebuie să fie, de asemenea, de o construcție corespunzătoare, pentru a asigura închiderea separată a liniilor cîmpului magnetic pentru fiecare pereche de electrozi în parte.

De asemenea, pereții canalului sau fețele polilor pot fi înclinate, pentru a se reduce variația intensității cîmpului electric solenoidal $E_s = vB_x$. Generatorul prevăzut cu un sistem de compensare al cîmpului magnetic de reacție se numește generator compensat.

2. Cîmpul electromagnetic în canalul generatorului MHD

Se va considera cazul mai general cînd cîmpul de reacție nu este compensat.

Această analiză se face analog ca în lucrarea [1] folosind ecuațiile MHD care au fost expuse în lucrarea [4].

Din ecuaţiile (I), (III) şi (IV) ale MHD indicate în lucrarea [4] se obţine ecuaţia (14) din lucrarea [4], adică :

$$\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} - \operatorname{rot}(\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}) = \lambda \nabla^2 \boldsymbol{B}, \qquad (3)$$

unde :

$$\lambda = \frac{1}{\sigma \mu}. \qquad (4)$$

Ecuaţiile (I) şi (IV) ale MHD din lucrarea [4] sînt :

$$\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \boldsymbol{B} = \boldsymbol{J}, \qquad (5)$$

$$\operatorname{div} \boldsymbol{B} = 0. \qquad (6)$$

Ecuaţia (V) a MHD din lucrarea [4] pentru scurgerea în regim permanent este :

$$\operatorname{div} \boldsymbol{v} = 0. \qquad (7)$$

Studiul cîmpului electromagnetic se va efectua cu ajutorul ecuaţiilor (3), (5), (6), (7).

Se admit următoarele ipoteze simplificatoare :

1 — pereţii canalului se consideră paraleli, iar secţiunea canalului rectangulară ;

2 — scurgerea este laminară şi de asemenea se admite $\boldsymbol{v} = \boldsymbol{v}_0 = \text{const}$. În realitate viteza nu este aceeaşi în toate punctele secţiunii, astfel că se va lua în calcule viteza medie, $\boldsymbol{v}_0$;

3 — se neglijează efectul de capăt, adică se presupun mărimile $\boldsymbol{J}$ şi $\boldsymbol{B}$ în orice punct perpendiculare pe pereţii canalului MHD. Ulterior se va examina influenţa efectului de capăt. Se va considera cazul cînd lungimea cîmpului magnetic este egală cu lungimea electrozilor ;

4 — suprafeţele electrozilor sînt echipotenţiale ;

5 — cîmpul magnetic inductor produs de înfăşurarea de excitaţie este uniform distribuit ;

6 — saturaţia circuitului magnetic nu se ia în considerare ;

7 — se neglijează greutatea fluidului faţă de forţele de natură electromagnetică ;

8 — nu se ia în considerare efectul Hall.

Cu aceste ipoteze din ecuaţiile (3)—(7) se obţine :

$$\frac{\partial^2 B_x}{\partial z^2} - \frac{v_0}{\lambda} \cdot \frac{\partial B_x}{\partial z} = 0, \qquad (8)$$

$$J_y = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial B_x}{\partial z}. \qquad (9)$$

Se va nota :

B_0 — inducţia magnetică la intrarea canalului ;

J_0 — densitatea de curent la intrarea canalului.

Cu aceste notaţii rezultă :

$$B_x(z) = B_0 + \frac{J_0 \mu \lambda}{v_0} (e^{R_M \frac{z}{l}} - 1); \qquad (10)$$

$$J_y(z) = J_0 e^{R_M \frac{z}{l}}, \qquad (11)$$

unde :

$R_M = \frac{v_0 l}{\lambda} = \mu \sigma v_0 l$ este numărul lui Reynolds axial magnetic [4].

De asemenea, se găseşte :

$$B_y = B_z = 0,$$

$$J_x = J_z = 0.$$

După cum rezultă din expresiile (10) şi (11) inducţia magnetică şi densitatea de curent sînt maxime la ieşirea canalului ($z = l$). Se poate demonstra uşor că în cazul pompei MHD inducţia magnetică este maximă la intrarea canalului. Apare analogia (în cazul pompei MHD) cu motorul de curent continuu, la care sub acţiunea reacţiei indusului cîmpul magnetic creşte sub cornul polar de intrare şi scade sub cornul polar de ieşire.

Din expresiile (10) şi (11) rezultă ceea ce s-a stabilit mai înainte la paragraful 1, în mod direct, că un efect al cîmpului magnetic de reacţie este scăderea inducţiei magnetice la intrarea canalului şi creşterea inducţiei magnetice la ieşirea canalului. Acest efect depinde de numărul lui Reynolds R_M şi este cu atît mai pronunţat cu cît acest număr este mai mare. Dacă canalul ar fi foarte scurt şi efectul de capăt se neglijează, atunci $R_M \approx 0$, şi $B_x \approx B_0$, adică efectul reacţiei devine neglijabil. Aceasta duce la soluţia fracţionării electrozilor, pentru a reduce efectul cîmpului magnetic de reacţie după cum s-a arătat la paragraful 1.

3. Ecuaţia tensiunii generatorului MHD

Ecuaţia (1) se poate scrie în cazul studiat sub forma :

$$J_y = \sigma \left(-\frac{\partial V}{\partial y} + v_0 B_x \right) \qquad (12\,a)$$

sau :

$$J_y = \frac{\sigma}{h} (v_0 B_x h - U). \qquad (12\,b)$$

Dacă se notează cu R rezistenţa sarcinii, ultima relaţie devine :

$$J_y = \frac{\sigma}{h} (v_0 B_x h - RI). \qquad (12\,c)$$

Curentul care intră într-un electrod se obţine utilizînd expresia (11) şi este :

$$I = a \int_0^l J_y \, dz = \frac{a J_0 l}{R_M} (e^{R_M} - 1). \qquad (13)$$

Înlocuind în ecuația (12 c) expresiile (10), (11) și (13) se obține :

$$B_0 = \frac{J_0}{\sigma v_0}\left[\frac{aRl\sigma}{hR_M}(e^{R_M} - 1) + 1\right]. \qquad (14)$$

Deoarece fluxul magnetic total nu se modifică sub acțiunea cîmpului magnetic de reacție, urmează că inducția magnetică a cîmpului magnetic inductor produs de înfășurarea de excitație este :

$$B_a = \frac{1}{l}\int_0^l B_x \, dz. \qquad (15)$$

Din ecuațiile (10) și (15) rezultă :

$$B_a = B_0 + \frac{\mu l J_0}{R_M}\left[\frac{1}{R_M}(e^{R_M} - 1) - 1\right]. \qquad (16)$$

Din ecuațiile (10), (11), (14) și (16) rezultă :

$$J_y(z) = \frac{B_a v_0 \sigma}{\frac{R}{R_0} + 1} \cdot \frac{R_M}{e^{R_M} - 1} \cdot e^{R_M \frac{z}{l}}, \qquad (17)$$

$$B_x(z) = B_a\left[-\frac{\frac{R}{R_0}}{\frac{R}{R_0} + 1} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\frac{R}{R_0} + 1} \cdot \frac{R_M}{e^{R_M} - 1} e^{R_M \frac{z}{l}}\right], \qquad (18)$$

unde s-a notat :

$R_0 = \frac{h}{\sigma a l}$ — rezistența interioară a generatorului MHD, adică rezistența corespunzătoare a fluidului conductor. Înlocuind în relația (13) expresia (17) rezultă :

$$I = B_a v_0 h \frac{\frac{1}{R_0}}{\frac{R}{R_0} + 1}, \qquad (19)$$

și

$$U = B_a v_0 h \frac{\frac{R}{R_0}}{\frac{R}{R_0} + 1}. \qquad (20)$$

Integrînd ecuația (2) se obține ecuația tensiunilor generatorului MHD :

$$U = U_e - R_0 I, \qquad (21)$$

unde s-a notat

$$U_e = v B_a h,$$

iar intensitatea curentului debitat de generator este dată de relația (13).

Expresiile (19) și (20) arată că intensitatea curentului debitat și tensiunea la borne, în ipotezele admise, nu depind de faptul dacă cîmpul magnetic de reacție este sau nu compensat.

4. Căderea de presiune a fluidului în lungul axei canalului

Căderea de presiune se poate determina cu ajutorul ecuației (VI) a MHD din lucrarea [4]. Cu ipotezele admise $\boldsymbol{F}' = \boldsymbol{F}_v = \rho \boldsymbol{g} = 0$, $\frac{d\boldsymbol{v}}{dt} = 0$, iar $\boldsymbol{F} = \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{B} = -\boldsymbol{k} J_y B_x$ și rezultă (p fiind presiunea în lungul axei canalului) :

$$\frac{\partial p}{\partial z} = -J_y B_x. \qquad (22)$$

Înlocuind în ecuația (22) expresia (9) și integrînd, se obține :

$$p = p_0 - \frac{1}{2\mu}(B_x + B_0)(B_x - B_0),$$

unde s-a notat cu p_0 presiunea la intrare. Înlocuind pe B_x și J_0 rezultă :

$$p = p_0 - \frac{B_a^2}{2\mu} \cdot \frac{\alpha R_M}{(1+\alpha)^2}\left[2 + \frac{R_M}{\alpha} \cdot \frac{e^{R_M \frac{z}{l}} + 1}{e^{R_M} - 1}\right] \cdot$$

$$\cdot \frac{e^{R_M \frac{z}{l}} - 1}{e^{R_M} - 1}, \qquad (23)$$

unde s-a notat

$$\alpha = \frac{R}{R_0}. \qquad (24)$$

Presiunea la ieșire este :

$$p_l = p_0 - \frac{B_a^2}{2\mu} \cdot \frac{\alpha R_M}{(1+\alpha)^2}\left(2 + \frac{R_M}{\alpha} \cdot \coth \frac{R_M}{2}\right) =$$

$$= p_0 - \frac{B_a^2}{\mu} \cdot \frac{R_M}{(1+\alpha)^2}\left(\alpha + \frac{R_M}{2} \coth \frac{R_M}{2}\right). \qquad (25)$$

Rezultă că, cu cît R_M este mai mare cu atît cădere de presiune are loc în cea mai mare măsură aproape de intrarea canalului, deci canalul MHD al mașinii este slab utilizat. Dacă mașina este compensată ($R_M \approx 0$) se obține (de exemplu $R_M \approx 0$ pentru l foarte mic) după ridicarea nedeterminării :

$$p = p_0 - B_a^2 \frac{\sigma v_0 l}{1+\alpha} \cdot \frac{z}{l}, \qquad (26)$$

relație care se poate obține simplu în mod direct.

5. Randamentul generatorului

Se vor neglija pierderile datorite efectului de capăt, al curenților, pierderile în contacte, pierderile hidraulice în fluid, pierderile în sistemul de excitație. Astfel se va obține pentru randament o expresie cu o eroare prin exces, care permite orientarea în ceea ce privește influența unor elemente ale mașinii asupra randamentului.

Puterea care intră în mașină este :

$$P_1 = (p_0 - p_l) v_0 ah.$$

După cum se va arăta la paragraful 6 expresia puterii P_1 se poate stabili în diferite moduri.

Puterea debitată de mașină este :

$$P_2 = \frac{U^2}{R}.$$

Randamentul este :

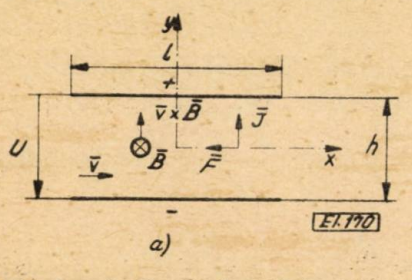
$$\eta_l = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U^2}{R (p_0 - p_l) v_0 ah}. \qquad (27\,a)$$

Înlocuind în formula randamentului expresiile (20), (25) și notația (24) se obține :

$$\eta_l = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{R_M}{2} \operatorname{cot\,h} \frac{R_M}{2}}. \qquad (27\,b)$$

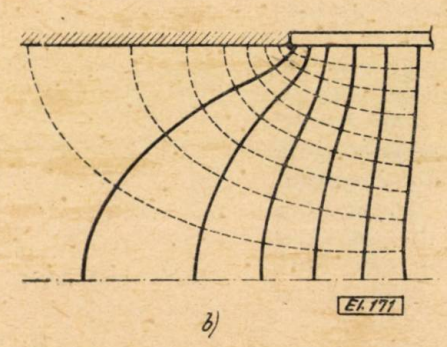
La funcționarea în gol $\alpha = \frac{R}{R_0} = \infty$ și $\eta_l = 100\%$. Pentru $R_M \geqslant 6$; $\operatorname{cot\,h} \frac{R_M}{2} \approx 1$ și astfel :

$$\eta_l = \frac{1}{1 + \frac{R_M}{2\alpha}}. \qquad (28)$$



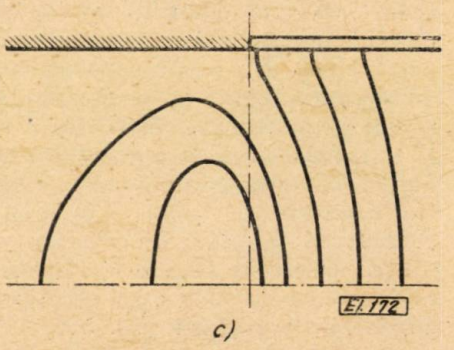
a)

Fig. 5 a. Secțiune schematică printr-un generator MHD cu electrozi de lungime finită.



b)

Fig. 5 b. Liniile de cîmp (linii pline) și liniile echipotențiale (linii punctate), corespunzătoare cîmpului electric coulombian al electrozilor.



c)

Fig. 5 c. Liniile de curent electric la funcționarea generatorului în sarcină.

Dacă mașina este compensată ($R_M = 0$) se obține după ridicarea nedeterminării :

$$\eta_l = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha}}, \qquad (29)$$

rezultat care se poate obține simplu printr-un calcul direct.

Din expresiile (27) și (29) se constată că randamentul este mai ridicat la mașinile compensate și cu atît mai mic cu cît R_M este mai mare. Calculul arată că compensarea este practic necesară nu numai la mașinile de putere mare, dar chiar la mașini de putere mică de ordinul sub 10 kW, pentru a realiza o bună utilizare a materialelor.

6. Efectul de capăt al curenților

Se consideră generatorul MHD reprezentat schematic în secțiune în figura 5, unde s-a adoptat un alt sistem de referință decît în figura 1. Pentru simplificarea studiului se va presupune inducția magnetică uniform distribuită, ceea ce este cazul la mașina compensată. De asemenea, se va presupune că viteza fluidului are aceeași valoare în orice punct, conform ipotezei 2 de la paragraful 2.

Legea lui Ohm pentru un punct al fluidului conductor este :

$$\boldsymbol{J} = \sigma (\boldsymbol{E}_s + \boldsymbol{E}_c),$$

unde $\boldsymbol{E}_s = \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}$ este componenta solenoidală a cîmpului electric, iar $\boldsymbol{E}_c$ componenta coulombiană a cîmpului electric, deci ;

$$\boldsymbol{J} = \sigma (\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B} + \boldsymbol{E}_c), \qquad (30)$$

de unde rezultă :

$$J_y = \sigma (vB + E_{cv}).$$

Prin integrare rezultă, pentru planul $y = -\frac{h}{2}$:

$$I = a \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} J_y \, \mathrm{d}x = a \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \sigma (vB + E_{cv}) \, \mathrm{d}x$$

sau B fiind constant :

$$I = \sigma a v B l + a \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \sigma E_{cv} \, \mathrm{d}x. \qquad (31)$$

Dar $J_{cv} = \sigma E_{cv}$ este densitatea de curent corespunzătoare intensității cîmpului electric coulombian E_{cv}, cîmpul coulombian este produs de diferența de potențial U dintre electrozi și are numai componentă normală la suprafețele electrozilor care sînt echipotențiale. Rezultă (fig. 5) :

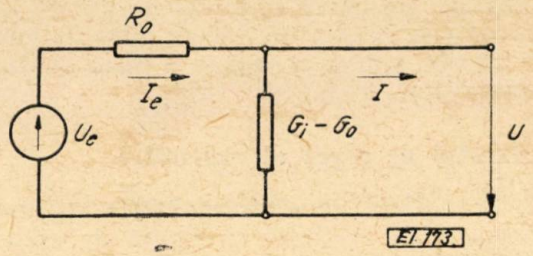


Fig. 6. Schema echivalentă a generatorului MHD cu luarea în considerare a efectului de capăt al curenților.

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \sigma E_{cv}\,\mathrm{d}x = -\frac{U}{R_i}, \tag{32}$$

unde R_i este rezistența fluidului dintre electrozi. Semnul minus din membrul al doilea, apare datorită sensului opus al lui $\boldsymbol{E}_{cv}$ față de Oy și $\boldsymbol{E}_s = \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}$. Introducînd în ecuația (31) expresia (32) se obține ;

$$I = \sigma a v B l - \frac{U}{R_i},$$

sau :

$$I = \frac{U_e}{R_0} - \frac{U}{R_i}. \tag{33}$$

Aceasta este ecuația tensiunilor generatorului MHD în cazul în care se ia în considerare efectul de capăt al curenților. Dacă nu ar exista acest efect, $\boldsymbol{E}_{cv}$ ar fi perpendicular pe plăci în orice punct,atunci $R_0 = R_i$ și se regăsește ecuația (20) a generatorului MHD fără efect de capăt. Deci intensitatea curentului din canal este suma algebrică a două componente : intensitatea curentului produs de t.e.m. (fig. 5 a) și intensitatea curentului produs de diferența de potențial dintre electrozi (fig. 5 b). Însumînd cele două componente de sens opus se obține intensitatea curentului rezultant (fig. 5 c).

Ecuației tensiunilor (33) îi corespunde schema echivalentă din figura 6 unde s-a notat $G_0 = \frac{1}{R_0}$; $G_i = \frac{1}{R_i}$.

Rezistența R_i se va calcula la paragraful următor. În continuare se va efectua calculul randamentului luînd în considerare efectul de capăt.

Lucrul mecanic efectuat de fluid în unitatea de timp este egal și de semn contrar cu lucrul mecanic efectuat de forțele din cîmp în unitatea de timp :

$$P_1 = a \int_{x=-\frac{l}{2}}^{x=\frac{l}{2}} \int_{y=-\frac{h}{2}}^{y=\frac{h}{2}} -\boldsymbol{F} \cdot \boldsymbol{v}\,\mathrm{d}x\,\mathrm{d}y =$$

$$= aBv\sigma \int_{x=-\frac{l}{2}}^{x=\frac{l}{2}} \int_{y=-\frac{h}{2}}^{y=\frac{h}{2}} (vB + E_c)\,\mathrm{d}x\,\mathrm{d}y =$$

$$= aBv\sigma \int_{x=-\frac{l}{2}}^{x=\frac{l}{2}} (vBh - U)\,\mathrm{d}x =$$

$$= \frac{\sigma a l}{h} vBh(vBh - U) = U_e \frac{U_e - U}{R_0}, \tag{34}$$

rezultat care se poate obține imediat din schema reprezentată în figura 6, deoarece puterea debitată de sursă este tocmai P_1 dat de relația (34). Același rezultat se putea obține și prin considerarea căderii de presiune a fluidului în mașină, după cum s-a procedat la paragraful 5.

Puterea debitată de generator este :

$$P_2 = UI, \tag{35}$$

curentul I fiind dat de relația (33).

Rezultă randamentul a cărui expresie se poate scrie sub una din formele :

$$\eta = \frac{U\left(\frac{U_e}{R_0} - \frac{U}{R_i}\right)}{U_e \frac{U_e - U}{R_0}}; \tag{36 a}$$

$$\eta = \frac{U(Bv - h^{-1} k_f^{-1} U)}{Bhv(Bv - h^{-1} U)}; \tag{36 b}$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha}\left[1 + 2\alpha(k_f^{-1} - 1) + \alpha^2 (k_f^{-1} - 1) k_f^{-1}\right]}, \tag{36 c}$$

unde s-a notat :

$$k_f = \frac{R_i}{R_0}; \qquad \alpha = \frac{R}{R_0}. \tag{37}$$

Deoarece $R_i < R_0$, rezultă că efectul de capăt conduce la mărirea pierderilor în fluidul conductor.

Efectul de capăt este diferit în cazul electrozilor fracționați, cînd trebuie avut în vedere atît efectul la intrarea și ieșirea canalului, cît și efectul pentru o pereche intermediară de electrozi, cărora le corespunde lungimea L (fig. 7).

O observaţie interesantă rezultă din schema din figura 6 sau din ecuaţia (33), şi anume datorită efectului de capăt apar pierderi în fluidul conductor nu numai în sarcină, dar chiar la funcţionarea în gol a generatorului,

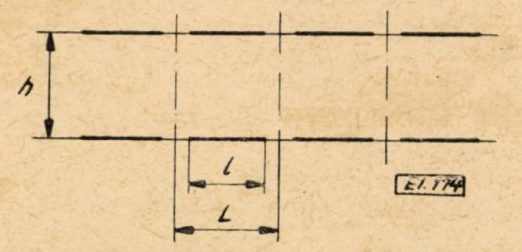


Fig. 7. Schema canalului MHD cu electrozi fracţionaţi

curenţii stabiliţi de t.e.m. produsă la funcţionarea în gol, închizîndu-se pe la părţile frontale ale canalului MHD (fig. 5 c).

Atît pentru calculul pierderilor în fluidul conductor, cît şi pentru calculul curentului trebuie cunoscut coeficientul efectului de capăt k_f.

7. Coeficientul efectului de capăt pentru electrozi completi

Pentru a stabili expresia coeficientului $k_f = \frac{R_i}{R_0}$, se va pleca de la schema din figura 8 a. Suprafeţele electrozilor se presupun ca şi mai înainte echipotenţiale. În loc de h şi l din figura 5 se adoptă dimensiunile $2h$ şi $2l$, ceea ce nu modifică rezultatul, figurile rămînînd asemenea, se uşurează însă unele demonstraţii intermediare. Pentru figura 8 a se obţine $R_0 = \frac{2h}{\sigma a 2l} = \frac{h}{\sigma a l}$, unde a este grosimea canalului şi R_0 reprezintă rezistenţa dintre electrozii AB şi DE pentru cazul ideal cînd liniile cîmpului electric coulombian ar fi perpendiculare pe electrozi. Rezistenţa R_i reprezintă rezistenţa dintre aceiaşi electrozi pentru cazul repartiţiei reale a cîmpului electric coulombian.

Pentru calculul rezistenţei R_i se va utiliza metoda reprezentărilor conforme [5]. Din motive de simetrie este suficient să se studieze semiplanul din stînga.

În prealabil se va reaminti modul de calcul al rezistenţei, utilizînd reprezentările conforme. Cu ajutorul uneia sau mai multor transformări se înlocuieşte domeniul cuprinzînd cîmpul dat prin altul pentru care rezistenţa dintre electrozi este cunoscută. Pentru un tronson al unui tub de linii de cîmp, rezistenţa rămîne aceeaşi, deoarece un mic patrulater se transformă prin reprezentarea conformă într-un alt mic patrulater asemenea.

Deci rezistenţa dintre doi electrozi rămîne aceeaşi în urma unei transformări conforme plane, dacă grosimea plăcii şi conductivitatea electrică a materialului plăcii se menţin neschimbate.

Această concluzie se poate stabili şi prin următoarea demonstraţie. Se vor considera doi electrozi de secţiune plană şi avînd grosimea a. Se presupune cunoscută funcţia $F = \Phi + j\Psi$, unde Φ este funcţia potenţială, iar Ψ funcţia de curent, cele două funcţii sînt conjugate. Intensitatea cîmpului electric pe suprafaţa unui electrod (în planul z) este:

$$E_{nz} = -\frac{\partial \Phi}{\partial n_z},$$

iar densitatea de curent (în planul z):

$$J_{nz} = -\sigma \frac{\partial \Phi}{\partial n_z} = -\sigma \frac{\partial \Psi}{\partial s_z}.$$

S-a notat cu dn elementul normalei la o suprafaţă echipotenţială şi cu ds elementul de arc al unei linii echipotenţiale.

Curentul care iese dintr-un electrod este:

$$I = -\sigma a \int_{s_1}^{s_2} \frac{\partial \Psi}{\partial s_z} ds_z = \sigma a (\Psi_1 - \Psi_2).$$

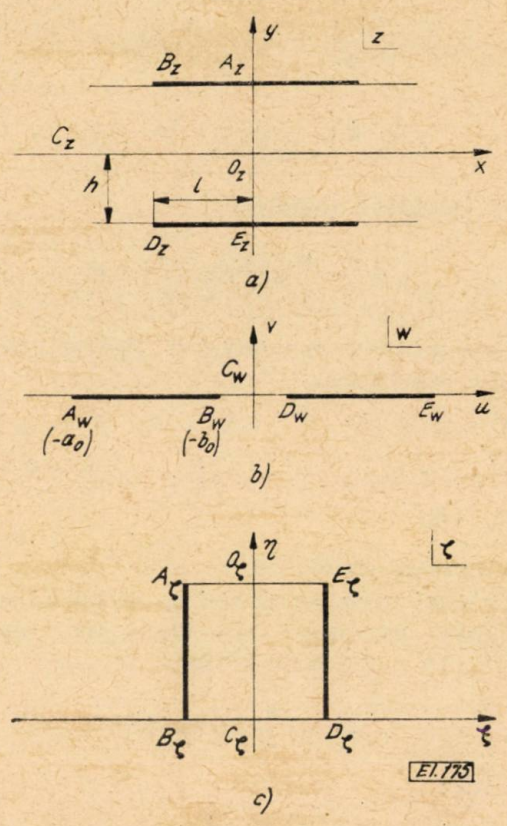


Fig. 8. Explicativă la calculul coeficientului efectului de capăt pentru electrozi completi:
a – planul $z = x + jy$; b – planul $w = u + jv$; c – planul $\zeta = \xi + j\eta$. S-a notat $j = \sqrt{-1}$.

Diferenţa de potenţial dintre electrozi este:

$$U = -\int_{A_1}^{A_2} \frac{\partial \Phi}{\partial n_z} dn_z = \Phi_1 - \Phi_2.$$

Dacă s-a trecut de la planul z la planul w, atunci $w = f(z)$; $(z = x + jy)$, iar în punctele

care se corespund $F = \Phi + j\Psi$ are aceleaşi valori, deci U şi I rămîn neschimbate deşi E_{nz} şi J_{nz} diferă de E_{nw} şi J_{nw}.

Rezistenţa dintre electrozii plani este:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1}{a\sigma} \cdot \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{\Psi_1 - \Psi_2}$$

şi rămîne deci neschimbată în urma unei transformări conforme a domeniului, conţinînd cîmpul electric dintre cei doi electrozi.

În cazul considerat, din motive de simetrie, este suficient să se studieze numai semiplanul din stînga al figurii 8 a. Se va calcula rezistenţa dintre electrozii AB şi DE.

Se va efectua transformarea conformă a planului z (fig. 8 a) în planul w (fig. 8 b) cu ajutorul formulei de transformare Schwarz — Christoffel. Se obţine:

$$\frac{dz}{dw} = A\,(w + a_0)^{\frac{1}{2}-1}\,(w - a_0)^{\frac{1}{2}-1}\,w^{-1};$$

$$\frac{dz}{dw} = A\frac{1}{w\sqrt{w^2 - a_0^2}};$$

$$z = A\int \frac{1}{w\sqrt{w^2 - a_0^2}}\,dw + C.$$

Prin integrare rezultă:

$$z = \frac{A}{a_0}\,\text{arc sin}\,\frac{-a_0}{w} + C.$$

Determinarea constantei C. Pentru a fi satisfăcute condiţiile:

$$z' = x + jh;\quad z'' = x - jh;\quad w = \pm\infty;$$

$$w' = -w_0;\quad w'' = w_0;\qquad z = 0;$$

$$w_0 > 0,$$

este necesar ca $C = 0$.

Determinarea constantei A. Se introduc coordonatele punctului A_z, $(z_A = jh)$, respectiv $A_w\,(w_A = -a_0)$ şi se obţine:

$$jh = \frac{A}{a_0}\,\text{arc sin}\,1;$$

rezultă:

$$\frac{A}{a_0} = j\frac{2}{\pi}h.$$

Deci:

$$z = j\frac{2}{\pi}h\,\text{arc sin}\frac{-a_0}{w}$$

şi

$$w = -\frac{a_0}{\sin\left(-j\frac{\pi}{2}\cdot\frac{z}{h}\right)}.$$

Se calculează:

$$k = \frac{\overline{C_wB_w}}{\overline{C_wA_w}} = \frac{b_0}{a_0},$$

$$\overline{C_wB_w} = w_B =$$

$$= -\frac{a_0}{\sin\left[-j\frac{\pi}{2}\cdot\frac{1}{h}(-l + jh)\right]} = -\frac{a_0}{\text{ch}\,\frac{\pi}{2}\cdot\frac{l}{h}}.$$

Punctul B_z este:

$$z = -l + jh,$$

$$\overline{C_wA_w} = w_A = -\frac{a_0}{\sin\left(-j\frac{\pi}{2}\cdot\frac{jh}{h}\right)} = -a_0.$$

Punctul A_z este:

$$z = jh.$$

Rezultă:

$$k = \frac{\overline{C_wB_w}}{\overline{C_wA_w}} = \frac{1}{\text{ch}\,\frac{\pi}{2}\,\frac{l}{h}}.$$

Se va efectua o transformare conformă a planului ζ (fig. 8 c) în planul w (fig. 8 b) cu ajutorul formulei de transformare Schwarz-Christoffel. Se obţine:

$$\frac{d\zeta}{dw} = A_0\,(w + a_0)^{\frac{1}{2}-1}\,(w - a_0)^{\frac{1}{2}-1}\,(w + ka_0)^{\frac{1}{2}-1}\,(w - ka_0)^{\frac{1}{2}-1};$$

$$\zeta = A_0\int_0^w \frac{dw}{\sqrt{(w^2 - a_0^2)\,(w^2 - k^2a_0^2)}} + C$$

sau efectuînd o schimbare de variabilă:

$$\zeta - \zeta_0 = \frac{A_0}{a_0}\int_0^{\frac{w}{a_0k}} \frac{dw}{\sqrt{(1 - w^2)\,(1 - k^2w^2)}}.$$

Din ultima integrală se obţine sinusul eliptic:

$$\frac{w}{a_0k} = \text{sn}\,\frac{a_0}{A_0}\,(\zeta - \zeta_0).$$

Din condiţia:

$$w = 0;$$

$$\zeta = 0,$$

rezultă:

$$\zeta_0 = 0.$$

Deci:

$$\frac{w}{a_0k} = \text{sn}\,\frac{a_0}{A_0}\,\zeta.$$

Se notează:

$$\overline{C_\zeta D_\zeta} = \xi_D;\quad \overline{D_\zeta E_\zeta} = \eta_E.$$

Determinarea constantei A_0. Se introduc coordonatele punctului D_w, $(w_D = b_0)$, respectiv D_ζ, $(w_D = \xi_D)$ şi se obţine :

$$\frac{b_0}{a_0 k} = 1 = \operatorname{sn} K = \operatorname{sn} \frac{a_0}{A_0} \xi_D$$

şi deci :

$$\frac{a_0}{A_0} \xi_D = K.$$

Se calculează ζ_E, care corespunde lui w_E :

$$a_0 = \overline{C_w E_w} = a_0 k \operatorname{sn} (\xi_E + j\eta_E) \frac{a_0}{A_0}.$$

Deci :

$$\frac{1}{k} = \operatorname{sn} (\xi_E + j\eta_E) \frac{a_0}{A_0}.$$

Din teoria funcţiilor eliptice :

$$\frac{1}{k} = \operatorname{sn} (K + jK'),$$

deci :

$$\frac{a_0}{A_0} \xi_D = K,$$

$$\frac{a_0}{A_0} \eta_E = K'.$$

Rezistenţa dintre electrozii $A_z B_z$ şi $D_z E_z$ din planul z este egală conform celor arătate cu rezistenţa dintre electrozii $A_\zeta B_\zeta$ şi $D_\zeta E_\zeta$ din planul ζ. Rezistenţa dintre electrozi în planul ζ este :

$$R = \frac{1}{\sigma a} \frac{2\xi_D}{\eta_E} = \frac{1}{\sigma a} \cdot \frac{2K}{K'},$$

unde a este grosimea mediului conductor.

Rezistenţa dintre electrozi (suprafaţa lor fiind simetrică faţă de axa Oy) este :

$$R_i = \frac{1}{\sigma a} \cdot \frac{K}{K'}.$$

Deci coeficientul efectului de capăt este :

$$k_f = \frac{R_i}{R_0} = \frac{l}{h} \cdot \frac{K}{K'}, \qquad (38)$$

unde K şi K' sînt integrale eliptice complete de speţa întîi în forma normală Legendre, de modul :

$$k = \frac{1}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{2} \frac{l}{h}}. \qquad (39)$$

Există relaţia :

$$K' = K'(k) = K(k'),$$

unde k' este modulul complimentar : $k' = \sqrt{1 - k^2}$.

Dacă $\frac{h}{l}$ este relativ mic faţă de unitate atunci

$$k \approx 2e^{-\frac{\pi}{2} \cdot \frac{l}{h}}. \qquad (40)$$

Pentru $k^2 \ll 1$, dezvoltarea în serie a integralelor eliptice complete K şi K' este respectiv :

$$K = K(k) = \frac{\pi}{2}\left[1 + \left(\frac{1}{2}\right)^2 k^2 + \ldots\right];$$

$$K' = K(k') = \Lambda + \frac{\Lambda - 1}{4} k^2 + \ldots,$$

unde :

$$\Lambda = \ln \frac{4}{k}.$$

Rezultă

$$\frac{K}{K'} \approx \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\ln \frac{4}{k}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\ln 2 + \frac{\pi}{2} \frac{l}{h}}$$

şi

$$k_f = \frac{1}{1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{h}{l} \ln 2} = \frac{1}{1 + \frac{0{,}69}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{l}{h}}}. \qquad (41)$$

Forma aceasta aproximativă coincide cu relaţia dată în lucrarea [2]. Dacă $l \gg h$, atunci $k_f \approx 1$.

Uneori poate fi necesară cunoaşterea intensităţii cîmpului electric. Mărimea conjugată a componentei coulombiene în planul z este :

$$\dot{E}^*_{zc} = -\frac{dF}{dz} = -\frac{dF}{dz} \cdot \frac{d\zeta}{dw} \cdot \frac{dw}{dz}.$$

Dar

$$\dot{E}^* = -\frac{dF}{d\zeta} = \frac{U}{2\xi_D}.$$

Efectuînd calculele şi exprimînd relaţia în funcţie de z se obţine :

$$\dot{E}^*_{zc} = U \frac{\pi}{4hK} \cdot \frac{j}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2\left(-j \frac{\pi}{2} \cdot \frac{z}{h}\right)}}.$$

Mărimea conjugată a componentei solenoidale în planul z este :

$$\dot{E}^*_{zs} = -jvB.$$

Mărimea conjugată a intensităţii cîmpului electric rezultant în planul z este :

$$\dot{E}^*_z = \dot{E}^*_{zs} + \dot{E}^*_{zc}.$$

Deci

$$\dot{E}^*_z = -j\left[vB - U \frac{\pi}{4hK} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2\left(-j \frac{\pi}{2} \cdot \frac{z}{h}\right)}}\right],$$

pentru $|x| < l$,

Dacă $\frac{l}{h} \gg 1$, atunci se obține :

$$\dot{E}_z^* = -j\left(vB - \frac{U}{2h}\right),$$

ceea ce rezultă imediat.

8. Coeficientul efectului de capăt pentru electrozi fracționați

Expresia coeficientului k_f pentru capătul de intrare, respectiv de ieșire a canalului se poate calcula după cum s-a arătat la paragraful 7, considerînd o pereche de electrozi de lungime l.

Pentru a stabili expresia coeficientului $k_f = \frac{R_i}{R_0}$ pentru o pereche de electrozi intermediari (fig. 7) se va pleca de la schema din figura 9. Pentru fig. 9 se obține $R_0 = \frac{h}{\sigma a l}$, ca și la paragraful 7.

Din motive de simetrie este suficient să se studieze numai semiplanul din stînga. Se va

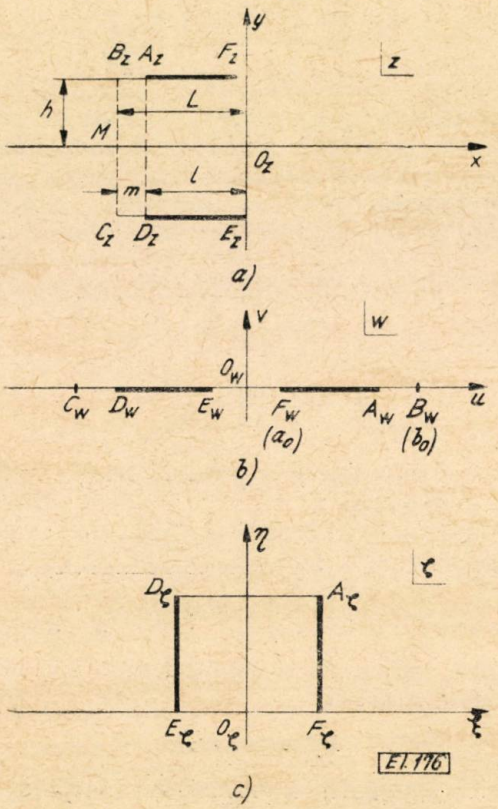


Fig. 9. Explicativă la calculul coeficientului efectului de capăt pentru electrozi fracționați :
a – planul $z = x + jy$; b – planul $w = u + jv$; c – planul $\zeta = \xi + j\eta$. S-a notat $j = \sqrt{-1}$

calcula rezistența dintre electrozii AF și DE. Pentru calculul rezistenței se va utiliza, ca și la paragraful 7, metoda reprezentărilor conforme.

Se va efectua transformarea conformă a planului z (fig. 9 a) în planul w (fig. 9 b) cu ajutorul formulei de transformare Schwarz — Christoffel. Se obține :

$$\frac{dz}{dw} = A\,(w^2 - a_0^2)^{-\frac{1}{2}}\,(w^2 - b_0^2)^{-\frac{1}{2}};$$

$$z = A\int_0^w \frac{dw}{\sqrt{(w^2 - a_0^2)\,(w^2 - b_0^2)}} + C$$

sau efectuînd o schimbare de variabilă :

$$z - z_0 = \frac{A}{b_0}\int_0^{\frac{w}{a_0}} \frac{dw}{\sqrt{(1 - w^2)\,(1 - k_0^2 w^2)}},$$

unde :

$$k_0 = \frac{a_0}{b_0}.$$

Rezultă :

$$\frac{w}{a_0} = \mathrm{sn}\,\frac{b_0}{A}(z - z_0) \text{ de modul } k_0.$$

Determinarea lui z_0. Se introduc coordonatele punctului O_z $(z = 0)$, respectiv O_w $(w = 0)$ și se obține $z_0 = 0$. Deci :

$$\frac{w}{a_0} = \mathrm{sn}\,\frac{b_0}{A}z.$$

Determinarea constantei A. Se introduc coordonatele punctului F_z, $(z_F = jh)$, respectiv F_w, $(w_F = a_0)$ și se obține :

$$1 = \mathrm{sn}\,K = \mathrm{sn}\,\frac{b_0}{A}jh,$$

deci :

$$K = \frac{b_0}{A}jh.$$

Rezultă :

$$\frac{w}{a_0} = \mathrm{sn}\,\frac{K_0}{jh}z.$$

Se va determina raportul $k_0 = \frac{a_0}{b_0}$. Pentru aceasta se introduc coordonatele punctului B_z, $(z_B = -L + jh)$, respectiv B_w, $(w_B = b_0)$ și se obține :

$$\frac{1}{k} = \mathrm{sn}\,(K_0 + jK_0') = \mathrm{sn}\,\frac{b_0}{A}(-L + jh),$$

deci

$$h = -j\frac{A}{b_0}K_0; \qquad L = -j\frac{A}{b_0}K_0'.$$

Rezultă :

$$\frac{h}{L} = \frac{K_0}{K_0'} = f(k_0),$$

unde K_0 și K_0' sînt integralele eliptice complete de speța întîi în forma normală Legendre, de modul k_0. Există relația :

$$K_0' = K_0'(k_0) = K_0(k_0'),$$

unde k_0' este modulul complimentar. Lungimile h și L fiind cunoscute, rezultă deci k_0.

De aici înainte, problema se reduce la calculul rezistenței dintre electrozii DE și FA în semiplanul superior w, ceea ce se va face analog ca la paragraful 7.

Se calculează raportul :

$$k = \frac{\overline{O_w F_w}}{\overline{O_w A_w}};$$

$$\overline{O_w F_w} = w_F = a_0 \operatorname{sn} \frac{K_0}{jh} jh = a_0;$$

$$\overline{O_w A_w} = w_A = a_0 \operatorname{sn} \frac{K_0}{jh}(jh - l) =$$

$$= a_0 \operatorname{sn}\left(K_0 + jK_0 \frac{l}{h}\right).$$

Dar :

$$\operatorname{sn}\left(K_0 + jK_0 \frac{l}{h}, k_0\right) = \frac{\operatorname{cn}\left(jK_0 \frac{l}{h}, k_0\right)}{\operatorname{dn}\left(jK_0 \frac{l}{h}, k_0\right)},$$

$$\operatorname{cn}\left(jK_0 \frac{l}{h}, k_0\right) = \frac{1}{\operatorname{cn}\left(K_0 \frac{l}{h}, k_0'\right)},$$

$$\operatorname{dn}\left(jK_0 \frac{l}{h}, k_0\right) = \frac{\operatorname{dn}\left(K_0 \frac{l}{h}, k_0'\right)}{\operatorname{cn}\left(K_0 \frac{l}{h}, k_0'\right)}.$$

Deci :

$$\overline{O_w A_w} = w_A = \frac{a_0}{\operatorname{dn}\left(K_0 \frac{l}{h}, k_0'\right)}.$$

Rezultă :

$$k = \operatorname{dn}\left(K_0 \frac{l}{h}, k_0'\right).$$

Se efectuează o transformare conformă a planului ζ (fig. 9 c) în planul w cu ajutorul formulei de transformare Schwarz — Christoffel. Procedînd ca la paragraful 7, se observă că rezistența dintre electrozii $D_\zeta E_\zeta$ și $A_\zeta F_\zeta$ din planul ζ care este egală cu rezistența dintre electrozii $D_w E_w$ și $A_w F_w$ din planul w, respectiv cu rezistența dintre electrozii $D_z E_z$ și $A_z F_z$ din planul z, are expresia :

$$R = \frac{1}{\sigma a} \cdot \frac{2K(k)}{K'(k)}.$$

Rezistența dintre electrozi (suprafața lor fiind simetrică față de axa Oy) este :

$$R_i = \frac{1}{\sigma a} \cdot \frac{K(k)}{K'(k)}.$$

Deci coeficientul efectului de capăt este :

$$k_f = \frac{R_i}{R_0} = \frac{l}{h} \cdot \frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{l}{h} \cdot \frac{K(k)}{K(k')}; \qquad (42)$$

modulul integralelor eliptice complete K și K' este k și se calculează după cum s-a stabilit mai înainte cu expresia :

$$k = \operatorname{dn}\left[\frac{l}{h} K_0\right] = \operatorname{dn}\left[\frac{l}{h} K(k_0), k_0'\right]. \qquad (43)$$

Modulul k_0 se calculează, după cum s-a arătat, din expresia :

$$\frac{h}{L} = \frac{K_0}{K_0'} = \frac{K(k_0)}{K(k_0')} = f(k_0), \qquad (44)$$

iar $k_0' = \sqrt{1 - k_0^2}$ din expresia (43) este modulul complimentar.

Dacă $\frac{h}{l}$ este relativ mic față de unitate, se poate stabili o expresie aproximativă a coeficientului efectului de capăt, convenabilă în calcule.

Din relația $\frac{h}{L} = \frac{K_0}{K_0'}$ dacă se notează $L = l + m$ se deduce :

$$K_0 \frac{l}{h} = K_0' - K_0 \frac{m}{h},$$

deci

$$k = \operatorname{dn}\left[\left(K_0' - K_0 \frac{m}{h}\right), k_0'\right] = k_0 \frac{1}{\operatorname{dn}\left(K_0 \frac{m}{h}, k_0'\right)}.$$

Pentru $\frac{h}{l} \ll 1$ se obține $k_0 \ll 1$ și folosind dezvoltările în serie ale funcțiilor K_0 și K_0' se deduce următoarea expresie aproximativă :

$$\frac{h}{l+m} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\ln \frac{4}{k_0}},$$

de unde :

$$k_0 = 4e^{-\frac{\pi}{2} \cdot \frac{l+m}{h}}.$$

Înlocuind în expresia lui k se obține :

$$k = k_0 \frac{1}{\operatorname{dn}\left(K_0 \frac{m}{h}, k_0'\right)} \approx$$

$$\approx 4e^{-\frac{\pi}{2} \cdot \frac{l+m}{h}} \cdot \operatorname{ch} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{m}{h}.$$

Rezultă :

$$k_f = \frac{l}{h} \cdot \frac{K}{K'} \approx \frac{l}{h} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\ln \frac{4}{k}},$$

sau

$$k_f = \frac{l}{h} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{-\left(\ln e^{-\frac{\pi}{2} \cdot \frac{l+m}{h}} + \ln \operatorname{ch} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{m}{h}\right)}.$$

Deci pentru valori relativ mici față de unitate ale raportului $\frac{h}{l}$ se obține :

$$k_f = \frac{1}{1 + \frac{m}{l} - \frac{2}{\pi} \cdot \frac{h}{l} \ln \operatorname{ch} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{m}{h}}.$$

Rezultatele stabilite în acest paragraf nu sînt indicate în literatură.

Dacă $L = \infty$, din expresia (44) rezultă $K(k_0') = \infty$, și după cum se știe din teoria funcțiilor eliptice în acest caz :

$$k_0 = 0; \quad k_0' = 1; \quad K_0 = \frac{\pi}{2};$$

$$k = \operatorname{dn}\left(K_0 \frac{l}{h}, k_0'\right) = \operatorname{dn}\left(K_0 \frac{l}{h}, 1\right) = \frac{1}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{l}{h}}. \quad (45)$$

Deci se regăsește expresia (38) stabilită mai înainte în mod direct pentru cazul canalului de lungime infinită cu electrozi compleți de lungime finită.

Dacă $l = L$, din expresia (44) rezultă :

$$\frac{h}{l} = \frac{K_0}{K_0'} = \frac{K(k_0)}{K(k_0')}. \quad (46)$$

Înlocuind în expresia (43) rezultă :

$$k = \operatorname{dn}[K(k_0'), k_0'] = k_0. \quad (47)$$

Înlocuind expresia (47) în relația (42) și ținînd seamă de relația (46) se obține :

$$k_f = \frac{l}{h} \cdot \frac{K(k_0)}{K(k_0')} = \frac{l}{h} \cdot \frac{h}{l} = 1,$$

adică se regăsește rezultatul pentru cazul în care nu există efect de capăt.

9. Calculul unui generator MHD cu metal lichid

Se vor expune unele considerații referitoare la calculul acestor generatoare avînd în vedere în special datele din lucrarea [1]. Se va considera cazul cînd numărul Reynolds magnetic axial R_M, are valori mari.

Expresia randamentului, după cum s-a arătat, pentru $R_M \geqslant 6$ se poate pune sub forma :

$$\eta_l = \frac{1}{1 + \gamma}, \quad (48)$$

unde :

$$\gamma = \frac{R_M}{2\alpha} = \frac{\mu h v_0}{2Ra}. \quad (49)$$

Cu aceeași notație, căderea de presiune în canalul mașinii este :

$$p_0 - p_l = \frac{B_a^2}{\mu} \cdot \frac{R_M}{(1+\alpha)^2} \cdot (1+\gamma)\alpha. \quad (50)$$

Saturația circuitului magnetic (presupunînd circuitul magnetic din oțel) impune o limită inducției magnetice maxime B_M care apare la ieșire. Utilizînd ecuația (18), cu notațiile adoptate se obține :

$$B_M = B_a \frac{\alpha}{1+\alpha}\left(1 + \frac{R_M}{\alpha} \cdot \frac{e^{R_M}}{e^{R_M} - 1}\right), \quad (51)$$

relație care pentru $R_M \geqslant 6$ se poate scrie aproximativ :

$$B_a = \frac{1+\alpha}{\alpha(1+2\gamma)} B_M. \quad (52)$$

Înlocuind pe B_a din expresia (52) în relația (50) se obține :

$$p_0 - p_l = \frac{2\gamma(1+\gamma)}{(1+2\gamma)^2} \cdot \frac{B_M^2}{\mu}. \quad (53)$$

Din expresia (53) se vede că valoarea căderii de presiune nu depinde de R_M, pentru o valoare dată a randamentului.

Valoarea produsului $v_0 h$ rezultă din expresia (20) în funcție de tensiunea la borne impusă și de B_M :

$$v_0 h = \frac{U}{B_a} \cdot \frac{1+\alpha}{\alpha}. \quad (54)$$

Înlocuind în relația (54) expresia (51) rezultă :

$$v_0 h = \frac{U}{B_M}\left(1 + \frac{R_M}{\alpha} \cdot \frac{e^{R_M}}{e^{R_M} - 1}\right), \quad (55\,a)$$

iar pentru $R_M \geqslant 6$ se obține :

$$v_0 h = \frac{U}{B_M}(1 + 2\gamma). \quad (55\,b)$$

Dacă sînt impuse P_2 și η_l, atunci din relația (27 a) se obține :

$$a = \frac{\frac{U^2}{R}}{\eta_l (p_0 - p_l) v_0 h} = \frac{P_2}{\eta_l (p_0 - p_l) v_0 h}.$$

Pentru $R_M \geqslant 6$, ultima relație ținînd seamă de expresiile (53) și (55 b) devine aproximativ :

$$a = \frac{P_2}{\eta_l \frac{B_M U}{\mu} \cdot \frac{2\gamma(1+\gamma)}{1+2\gamma}}. \quad (56)$$

Raportul $\frac{l}{h}$ se determină din relaţia (55 a):

$$\frac{l}{h} = \frac{lB_M \mu\sigma v_0}{U\mu\sigma} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_M}{\alpha} \cdot \frac{e^{R_M}}{e^{R_M} - 1}},$$

deci:

$$\frac{l}{h} = \frac{R_M B_M}{\sigma\mu U} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_M}{\alpha} \cdot \frac{e^{R_M}}{e^{R_M} - 1}}. \qquad (57\,a)$$

Pentru $R_M \geqslant 6$, ultima relaţie devine aproximativ:

$$\frac{l}{h} = \frac{R_M B_M}{\sigma\mu U} \cdot \frac{1}{1 + 2\gamma}. \qquad (57\,b)$$

Pierderile hidraulice în fluid în canalul generatorului corespund unei variaţii de presiune. Pentru valori mari ale raportului $\frac{h}{a}$, această variaţie de presiune este [1]:

$$\Delta P_l = f \frac{l}{2a} \cdot \frac{\rho v_0^2}{2}, \qquad (58)$$

unde factorul de frecare f este o funcţie de numărul lui Reynolds $R_H = \frac{v_0 a}{\nu}$, de forma conductei şi felul suprafeţei şi de numărul lui Hartmann $M = B_a a \left(\frac{\sigma}{\rho\nu}\right)^{1/2}$. Trebuie menţionat că relaţia (58) nu dă rezultate prea exacte în cazul scurgerilor turbulente.

Admiţînd o valoare acceptabilă pentru ΔP_l (pentru a nu scădea prea mult randamentul) şi avînd stabilit anterior raportul $\frac{h}{l}$, se obţine mărimea $\frac{h}{a} v_0^2$. Astfel se obţin lungimea l a maşinii, distanţa h dintre electrozi şi dimensiunea a a conductei.

Puterea de excitaţie se poate calcula aproximativ cu relaţia:

$$W_f = k_F \frac{B_a l_\delta}{\mu} \cdot \frac{\rho_c}{J_c} h \left(1 + \frac{l}{h}\right), \qquad (59)$$

unde l_δ este lungimea întrefierului, k_F un factor prin care se ţine seamă de efectul de margine al cîmpului magnetic, ρ_c rezistivitatea şi J_c densitatea de curent.

Calculul randamentului se face ca la orice maşină cu relaţia:

$$\eta = 1 - \frac{p}{P_2 + p},$$

unde p reprezintă pierderile totale în maşină.

De pierderile datorite efectului de capăt al curenţilor se poate ţine seamă după cum s-a indicat la paragrafele 7 şi 8. Aceste pierderi pot fi reduse prin utilizarea unor vane, după cum se procedează la pompele MHD.

Cîmpul magnetic de reacţie duce la anumite restricţii în proiectare şi în utilizarea generatorului, de aceea este necesară compensarea după cum s-a menţionat la paragraful 2. Pentru maşini mici (< 10 kW) se admite uneori construcţia fără compensare, pentru puteri mai mari se impune însă compensarea.

Ca fluid conductor se adoptă mercurul sau metale alcaline (de exemplu Na K). Este preferabilă utilizarea metalelor alcaline, deoarece rezultă pierderi mai mici în fluid.

În tabelele 1 şi 2 se dau, după lucrarea [1], datele unor generatoare MHD cu metal lichid, construite.

Tabela 1

Mărimea	Generator necompensat				Generator compensat		
Puterea utilă	1 kW	1 kW	10 kW	10 kW	1 kW	1 kW	10 kW
Tensiunea la borne	1 V	1 V	5 V	5 V	1 V	1 V	5 V
Fluid *	Na K	Na K	Na K	Na K	Na K	Na K	Na K
η %	90	90	85	85	90	90	85
R_M	3	6	3	25	1,16	6	3
$p_0 - p_l$, kgf/cm²	2,39	3,16	4,57	4,01	2,39	12,37	9,28
$v_0 h$, m²/s	0,745	0,78	4,3	4,2	0,69	0,69	3,7
a, cm	0,62	0,47	0,61	0,70	0,68	0,13	0,29
Q, l/s	4,8	3,52	26,2	29,7	4,7	0,9	10,5
l/h	1,29	4	0,25	2,1	0,53	3,1	0,29

* Fluidul de lucru constituit dintr-un aliaj sodiu potasiu are conductivitatea $\sigma = 2{,}25 \cdot 10^6$ $(\Omega m)^{-1}$ la temperatura de scurgere de 150°C. Pentru mercur $\sigma = 1{,}055 \cdot 10^6$ $(\Omega m)^{-1}$ la temperatura de 20°C.

Tabela 2

Mărimea	Generator necompensat		Generator compensat	
Puterea utilă	1 kW	10 kW	1 kW	10 kW
Tensiunea la borne	1 V	5 V	1 V	5 V
η, %	90	85	90	85
R_M	3	3	1,16	3
Pierderi în conductă, (canalul MHD al generatorului) W_d, kW	0,1	1	0,1	1
h, cm	64	54	50	48
l, cm	82	14	27	14
v_0, m/s	1,2	8	1,4	7,8
R_H	$4{,}5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$	$4{,}5 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$
Puterea de excitaţie, W_f, W	590	950	440	780
Observaţii	răcire cu apă	—	răcire cu apă	—

Concluzii

Generatoarele MHD cu metal lichid se utilizează pentru producerea de tensiuni joase şi curenţi intenşi.

Funcţionarea maşinii se poate studia cu ajutorul ecuaţiilor magnetohidrodinamicii.

Teoria generatorului necompensat arată că efectul cîmpului magnetic de reacţie conduce la utilizarea slabă a canalului MHD al maşinii şi la un randament scăzut, pentru o valoare dată a puterii debitate. Aceasta se datoreşte repartiţiei neuniforme a inducţiei magnetice rezultante şi a densităţii de curent în lungul maşinii. Teoria generatorului compensat este expusă ţinînd seamă şi de efectul de capăt. Spre deosebire de alte lucrări unele aspecte se tratează asemănător cu teoria maşinilor electrice clasice, ceea ce conduce la simplificări utile. De asemenea se expun elemente de calcul al maşinii şi se indică pe baza literaturii date asupra unor generatoare MHD cu metal lichid, construite.

Avînd în vedere importanţa efectului de capăt al curenţilor, care poate duce la o mărire însemnată a pierderilor în fluid, se efectuează un studiu amănunţit al acestui efect şi se obţin rezultate necesare în calcul, dintre care unele nu sînt cunoscute în literatură.

Bibliografie

[1] *Jackson, W. D.* Liquid-Metal Faraday-Type MHD Generators. In : Transactions AIEEE, Power Apparatus and Systems, vol. **69**, 1963, p. 904—907.
[2] *Sutton, G. W.* şi *Carlson, A. W.* Efectele de capăt la scurgerea unui fluid fără viscozitate prin canalul magnetohidrodinamic. In : Journal of Fluid Mechanics, vol. **11**, part. I, 1961.
[3] *Sutton, G. W., Hurwitz H.* şi *Poritsky, H.* Electrical and Pressure Losses in a Magnetohydrodynamic Channel Due to End Current Loops. In : AIEE Transactions, Part I, Communication and Electronics, vol. **58**, 1962, p. 687—695.
[4] *Nicolaide, A.* Ecuaţiile maşinilor magnetohidrodinamice. In : Electrotehnica, vol. **14**, nr. 4, 1966, p. 119—125.
[5] *Gibbs, W. J.* Conformal Transformations in Electrical Engineering. London, Chapman Hall, 1958.

Intrat în redacţie la 15.V.1966

O nouă metodă pentru determinarea experimentală a raportului de transformare la motoarele asincrone trifazate

Vasile N. Nedelcu* — Bucureşti

CZ 621.313.333.019.1.001.2

Introducere

După cum se ştie [1], normele tehnice prevăd atît în programul încercărilor de control, cît şi al celor de tip pentru motoarele asincrone cu inele de contact determinarea raportului de transformare, corespunzător — determinarea raportului spirelor.

Raportul spirelor n_{sr} în cazul motorului asincron, ca şi în cazul transformatorului static, poate fi corelat cu raportul de transformare k_{sr} numai prin intermediul tensiunilor electromotoare induse în înfăşurările statorului şi rotorului. La alunecarea unitară ($s = 1$) :

$$k_{sr} = \frac{E_{ab} + E_{bc} + E_{ca}}{E_{AB} + E_{BC} + E_{CA}}, \qquad (1)$$

unde E_{ab}, E_{bc}, E_{ca} sînt t.e.m. induse în înfăşurările statorului de fluxul rezultant învîrtitor în intrefierul maşinii şi măsurate la borne ; E_{AB}, E_{BC}, E_{CA} — t.e.m induse de acelaşi flux în înfăşurările rotorului şi măsurate la borne.

În funcţie de schemele de conexiune ale statorului şi rotorului, între raportul de transformare şi raportul spirelor se poate scrie relaţia :

$$k_{sr} = c\, n_{sr}, \qquad (2)$$

unde c este un coeficient de proporţionalitate, care poate avea valorile : 1 ; $\sqrt{3}$; $1/\sqrt{3}$ ($y/y, \Delta/\Delta$; y/Δ ; Δ/y) ; n_{sr} avînd expresia :

$$n_{sr} = \frac{k_{ws} w_s}{k_{wr} w_r}, \qquad (3)$$

unde, k_{ws}, k_{wr} sînt coeficienţi de înfăşurare pentru armonica fundamentală ai statorului şi rotorului ; w_s, w_r — numărul de spire inseriate pe o fază a statorului şi rotorului.

Procedura actuală folosită pentru determinarea raportului de transformare

Dificultatea care apare la determinarea experimentală a raportului de transformare, definit conform relaţiei (1), constă în aceea că nu pot

* Dr. ing. *V. N. Nedelcu* este profesor la Catedra de maşini electrice, facultatea de Electrotehnică, Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

fi măsurate t.e.m. induse în înfăşurările la bornele cărora se aplică sistemul trifazat simetric de tensiuni electrice.

Astfel, dacă se alimentează statorul, nu pot fi măsurate t.e.m. $E_{a,b,c}$, iar dacă se alimentează rotorul nu pot fi măsurate t.e.m. $E_{A,B,C}$.

După cum se arată în [2], practica actuală a încercărilor industriale ale maşinilor asincrone rezolvă această problemă în modul următor:

— se alimentează statorul de la un sistem de tensiuni trifazat simetric, rotorul fiind deschis; se măsoară tensiunile aplicate şi t.e.m. la bornele înfăşurărilor rotorului; se determină în acest mod raportul de transformare k'_{sr};

$$k'_{sr} = \frac{U_{ab} + U_{bc} + U_{ca}}{E_{AB} + E_{BC} + E_{CA}}; \qquad (4)$$

— se alimentează rotorul cu un sistem de tensiuni simetric trifazat, statorul fiind deschis; se măsoară tensiunile aplicate şi t.e.m. la bornele statorului; se determină coeficientul k''_{sr}:

$$k''_{sr} = \frac{E_{ab} + E_{bc} + E_{ca}}{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}}. \qquad (5)$$

Drept coeficient de transformare se consideră media aritmetică sau geometrică a celor doi coeficienţi:

$$k_{sr} = \frac{1}{2}(k'_{sr} + k''_{sr}) \simeq \sqrt{k'_{sr} k''_{sr}}. \qquad (6)$$

Dezavantajele esenţiale ale acestei metode sînt următoarele:

— principial, determinarea este afectată de erori, datorită faptului că, în ambele cazuri, curentul de mers în gol, care, după cum se ştie, la motoarele asincrone reprezintă 20—60% din curentul nominal al maşinii, determină căderi importante de tensiune în circuitele alimentate;

— media aritmetică sau geometrică a celor doi coeficienţi parţiali, care se efectuează pentru determinarea coeficientului de transformare, nu corectează total erorile care se introduc la determinarea coeficienţilor parţiali, deoarece căderile de tensiune datorite reactanţelor de scăpări din circuitele alimentate intervin în ecuaţii ca mărimi absolute, fiind de ordine de mărime diferite.

Avînd în vedere cele de mai sus se poate trage concluzia că metodele actuale folosite practic şi teoretic sînt aproximative.

Metoda propusă

Pentru eliminarea completă a inconvenientelor metodicii actuale se propune următoarea metodă.

Se alimentează o singură fază (de exemplu faza *a*) a statorului de la o sursă de c.a. (fig. 1), celelalte faze ale statorului fiind deconectate, iar rotorul deschis.

Cu ajutorul unui voltmetru se măsoară t.e.m. induse la bornele libere ale fazelor statorului, adică t.e.m. E_b, E_c. Dacă maşina este

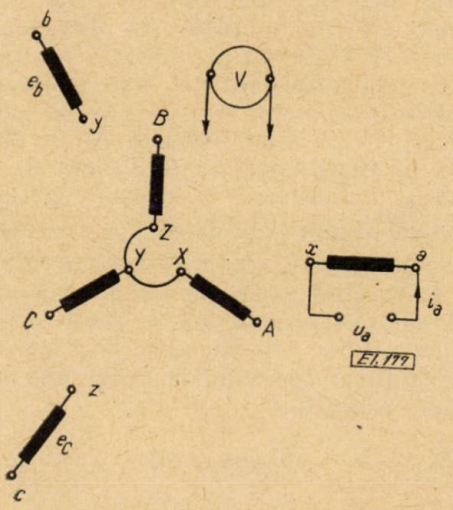


Fig. 1. Cu privire la determinarea experimentală a raportului de transformare:
a, b, c – stator; *A, B, C* – rotor.

simetrică magnetic şi electric, t.e.m. E_b, E_c pot fi corelate cu t.e.m. indusă în faza *a* de fluxul util, şi anume:

$$E_b = E_c = E_a \cos(2\pi/3) = 1/2 \cdot E_a. \qquad (7)$$

Deci, măsurînd t.e.m. E_b, E_c se măsoară în acelaşi timp t.e.m. indusă în înfăşurarea fazei alimentate şi se verifică simetria constructivă a maşinii. Aceasta este singura posibilitate comodă de a măsura t.e.m. indusă într-o înfăşurare prin care circulă curent.

Acelaşi flux mutual va induce în înfăşurările rotorului t.e.m. ale căror amplitudini vor depinde de poziţia axei geometrice a înfăşurării considerate faţă de axa geometrică a înfăşurării inductoare. Aceste t.e.m. în timp, toate, vor fi în fază. În cazul rotorului, situaţia devine mai complexă, deoarece înfăşurările acestuia nu pot fi deconectate. După cum se ştie, înfăşurările rotoarelor bobinate se conectează de obicei în stea. Rotorul fiind deschis, la inele nu se pot măsura t.e.m. induse în fiecare fază separat, ci în două cîte două faze.

Pentru determinarea raportului spirelor este necesar a se cunoaşte t.e.m. maximă indusă într-o fază a rotorului.

În acest caz trebuie stabilită relaţia de legătură dintre t.e.m. maximă, măsurată la inele, care se obţine la o anumită poziţie a rotorului, şi t.e.m. maximă, care se induce într-o fază cînd axa geometrică a înfăşurării sale coincide cu axa geometrică a înfăşurării inductoare.

Dacă la două borne oarecare ale rotorului (de exemplu A, C) se conectează un voltmetru, şi rotorul se roteşte uşor (manual), se constată

că t.e.m. variază între două valori limită: zero și o valoare maximă.

Valoarea maximă corespunde poziției rotorului în care înfășurările (A.C) la bornele cărora este conectat voltmetrul îmbrățișează un flux magnetic util maxim (ambele), iar cealaltă înfășurare (B) nu îmbrățișează flux magnetic. În această situație axa geometrică a înfășurării B va fi perpendiculară pe axa geometrică a înfășurării inductoare (a), iar axele celorlalte înfășurări vor fi orientate așa ca în figura 1, adică la un unghi incident de $\pi/6$ rad el.

T.e.m. e_{AC}, măsurată la bornele A, C, reprezintă suma algebrică a t.e.m. e'_A, e'_C. Dacă se notează cu e_A și e_C, t.e.m., care se induce în fazele A, C, cînd axele geometrice ale acestora coincid cu axa geometrică a fazei inductoare (a), atunci între valorile efective ale acestor t.e.m., conform teoremei fluxului mutual, pot fi scrise relațiile:

$$E'_A = E'_C = E \cos(\pi/6) = \sqrt{3}/2 \cdot E, \qquad (8)$$

unde

$$E = E_A = E_C.$$

Corespunzător:

$$E_{AC} = E'_A + E'_C = \sqrt{3}\, E. \qquad (9)$$

Considerînd relațiile (7), (9) poate fi stabilită expresia coeficientului spirelor:

$$n_{sr} = E_a/E_A = \frac{(E_b + E_c)\sqrt{3}}{E_{AC}}, \qquad (10)$$

în care apar numai t.e.m. măsurabile direct.

Concluzii

Metoda propusă prezintă următoarele avantaje:

1) nu prezintă erori de principiu;

2) nu necesită aparatură sau montaje complicate;

3) permite simultan verificarea simetriei constructive a mașinii.

Bibliografie

[1] GOST 183–55.

[2] *Jerve, G. K.* Promîșlenniie ispîtania elektriceskih mașin. GEI, M–L, 1959, p. 418–421.

Intrat în redacție la 2.III.1966

Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variația tensiunii și frecvenței cu ajutorul convertizoarelor statice cu tiristoare

Ioan Doré Landau, Ștefan Gavăt, Maia Felea și Radu Manolescu* — București

CZ 621.313.333.076.2—566 : 621.38

Motoarele de curent alternativ și, în particular, motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit prezintă avantaje incontestabile față de motorul de curent continuu (preț de cost, gabarit, siguranță în funcționare, întreținere, caracteristici mecanice). Motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit a înlocuit, practic, peste tot motorul de curent continuu în acționările cu viteză constantă.

Domeniul de utilizare a motoarelor de curent continuu s-a restrîns, practîc, la domeniul acționărilor cu viteză variabilă și aceasta deoarece variația turației motorului de curent continuu se obține ușor prin modificarea tensiunii de alimentare a indusului sau a excitației.

La motoarele asincrone pentru variația vitezei este necesară variația frecvenței tensiunii alternative, simultan cu aceasta variindu-se și amplitudinea tensiunii pentru ca fluxul în întrefierul mașinii să rămînă constant; în acest scop utilizarea convertizoarelor rotative de frecvență pentru comanda cu viteză variabilă a motoarelor de curent continuu se face numai în cazuri cu totul speciale și este foarte costisitoare.

O dată cu punerea la punct a tiristoarelor, care au proprietăți de comutare deosebite, s-a pus problema realizării unor convertizoare statice, cu tiristoare pentru alimentarea cu frecvență și tensiune variabilă a motoarelor de curent alternativ.

Începînd din 1963, pe plan mondial se constată o orientare generală a cercetărilor spre realizarea unor astfel de convertizoare statice de frecvență.

Începînd din 1964, la noi în țară un colectiv de la I.P.A. se ocupă cu această problemă cu aplicație directă la motoarele asincrone cu rotor în scurtcircuit, fabricate în Republica Socialistă România într-o gamă foarte mare de puteri, obținîndu-se o serie de rezultate concrete, care vor fi menționate în acest articol.

* Dr. ing. *I. D. Landau, Șt. Gavăt, M. Felea* și *R. Manolescu* sînt ingineri proiectanți principali la I.P.A.

Această problemă este deosebit de oportună în țara noastră, întrucît, neexistînd o serie de mașini de curent continuu, prin rezolvarea problemei reglării vitezei motoarelor asincrone se va elimina importul de mașini de curent continuu și, totodată, se va beneficia de caracteristicile superioare specifice motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit.

Avînd în vedere că la I.P.R.S. se află în curs de asimilare în producție tiristoare de putere, se poate afirma că, începînd din anii 1967—1968, se vor putea realiza acționări electrice cu viteză variabilă cu motor asincron, folosindu-se exclusiv elemente produse în Republica Socialistă România.

1. Funcționarea motorului asincron alimentat cu frecvență variabilă și în condițiile impuse instalațiilor de comandă și reglare

La alimentarea motorului asincron cu frecvență variabilă este necesar ca, o dată cu scăderea frecvenței, să fie redusă și tensiunea de alimentare pentru ca mașina să nu se satureze.

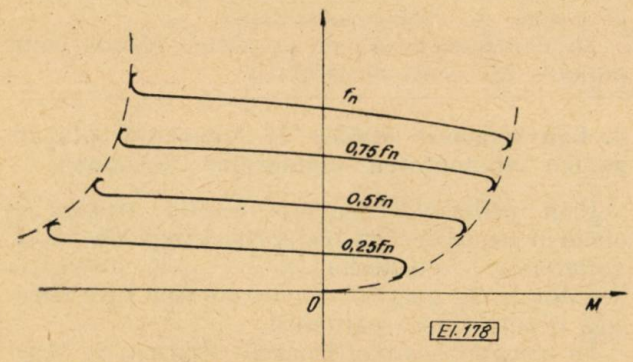


Fig. 1. Caracteristicile electromecanice ale motorului asincron alimentat la U_1/f = constant.

Cel mai simplu procedeu ar fi menținerea constantă a raportului U_1/f. În acest caz, cuplul maxim în regim de motor scade pe măsură ce se reduce frecvența, iar cuplul maxim în regim de generator crește. Se obțin caracteristicile electromecanice din figura 1. Variația cuplurilor maxime se explică prin căderea de tensiune $r_1 I_1$, a cărei pondere crește la frecvențele mici și care produce o reducere a tensiunii electromotoare și deci a fluxului în întrefierul motorului.

Pentru a utiliza din plin motorul și la frecvențe joase este necesar să se compenseze căderea de tensiune în înfășurarea statorică. Compensarea căderii de tensiune $(r_1 + jx_1)I_1$ este echivalentă cu menținerea constantă a fluxului în întrefierul motorului, ceea ce este posibil printr-o schemă de reglare automată și folosirea unui traductor de flux cu măsură directă sau indirectă. În această situație cuplul maxim nu mai depinde de frecvență și este mult mai mare decît la alimentarea motorului cu tensiune nominală și frecvență nominală. În acest caz, caracteristicile electronice sînt reprezentate în figura 2 din care se constată paralelismul lor la diverse frecvențe.

Compensarea căderilor de tensiune în înfășurările statorice nu este posibilă însă decît în

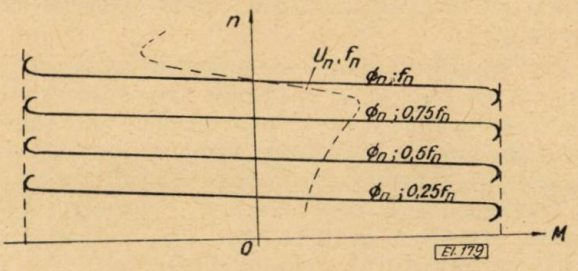


Fig. 2. Caracteristicile electromecanice ale motorului asincron funcționînd cu flux nominal Φ_n

măsura în care nu rezultă o tensiune de alimentare mai mare decît cea nominală. Aceasta înseamnă că, pe măsură ce frecvența se apropie de valoarea nominală, cuplul maxim se reduce pînă la valoarea nominală dată în catalog (caracteristica desenată cu linie întreruptă pe figura 2).

Viteza de rotație a motorului asincron poate să depășească viteza nominală de sincronism, dacă frecvența de alimentare depășește valoarea nominală, tensiunea de alimentare neputînd să crească însă peste cea nominală. În consecință, pe măsură ce crește frecvența, fluxul în întrefier va scădea ca și la motorul de curent continuu comandat pe excitație. Diagrama de funcționare a motorului asincron alimentat cu frecvență variabilă este reprezentată în figura 3. La creșterea frecvenței pînă la frecvența nominală, fluxul se păstrează constant, t.e.m. crește liniar, motorul putînd

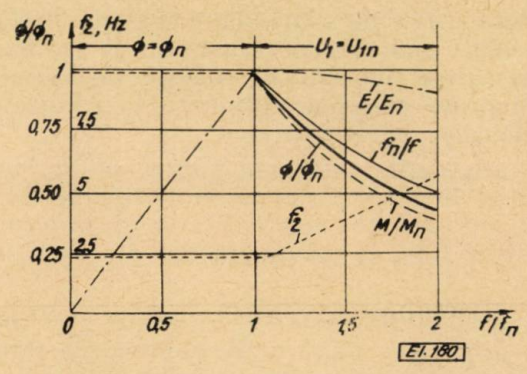


Fig. 3. Diagramele de funcționare ale motorului asincron în zonele de flux nominal și diminuat.

funcționa la curentul și cuplul său nominal de sarcină. În acest domeniu frecvența rotorică f_2 rămîne constantă.

La frecvența superioară celei nominale și tensiunea de alimentare, nominală, motorul

poate funcţiona la curentul de sarcină nominal. Deoarece căderea de tensiune în reactanţă de scăpări a înfăşurării statorice creşte cu frecvenţa, t.e.m. scade cu creşterea frecvenţei, fluxul motorului scade mai mult decît invers proporţional cu frecvenţa, respectiv cuplul motorului scade mai mult decît invers proporţional cu frecvenţa (şi din cauza creşterii alunecării).

În ansamblu rezultă că motorul asincron alimentat cu frecvenţă variabilă are caracteristici electromecanice echivalente cu cele ale motorului de curent continuu. Pentru aceasta este necesar să se menţină constant fluxul motorului la frecvenţe sub cea nominală, respectiv tensiunea statorică la frecvenţe mai ridicate, similar cu motorul de curent continuu.

Motorul asincron astfel comandat poate fi utilizat în acţionările cu reglare automată, unde pînă în momentul de faţă era necesar să se folosească motoare de curent continuu.

În cazul alimentării motorului asincron prin convertizor de frecvenţă static se obţine o formă de undă în trepte a tensiunii pe fază, care se reglează prin comenzi succesive de aprindere şi stingere a tiristoarelor în intervalele de conducţie respective.

Din cauza inductanţei înfăşurărilor, conţinutul în armonici al curentului este mai redus. O analiză amănunţită teoretică şi experimentală a efectului armonicilor de frecvenţă ridicată (corespunzător aprinderii şi stingerii repetate a tiristoarelor) asupra motorului asincron [1], [5] a arătat că acest efect este foarte redus, provocînd o reducere a randamentului de cel mult 2—2,5%.

2. Condiţiile impuse instalaţiilor de comandă şi reglare automată a vitezei motoarelor asincrone

Instalaţiilor de comandă şi reglare automată a vitezei motoarelor asincrone li se impun următoarele condiţii în funcţie de specificul acţionărilor electrice automate şi a proceselor tehnologice automatizate:

— asigurarea unei game largi de reglare a turaţiei, în general o gamă de 1/20 la maximum 1/30 sub viteza nominală de sincronism şi eventual 1,5/1 la maximum 2/1 deasupra acesteia;

— posibilitatea inversării sensului de rotaţie;

— asigurarea unui cuplu nominal de sarcină (inclusiv cuplul de pornire) constant în gama de viteze inferioară celei nominale şi a unei puteri constante peste această viteză; în unele cazuri se poate solicita şi frînarea electrică;

— posibilitatea reglării continue şi optimale a turaţiei şi curentului.

Caracteristicile motorului asincron impun următoarele concluzii suplimentare:

— menţinerea constantă a fluxului în întrefier la frecvenţe sub cea nominală şi limitarea tensiunii de alimentare la valoarea nominală;

— armonicile tensiunii de alimentare a motorului asincron trebuie să fie de frecvenţă suficient de ridicată pentru a fi atenuate de inductanţele înfăşurărilor, în scopul reducerii armonicilor de curent;

— limitarea curentului de pornire şi frînare pentru a nu atinge valorile foarte mari ale cuplurilor maxime, de răsturnare, determinate de funcţionarea la flux nominal.

Părţile componente ale unor astfel de instalaţii sînt:

— instalaţia de forţă — convertizorul de frecvenţă;

— schema de comandă a convertizorului de frecvenţă;

— schema de reglare automată.

Instalaţia de forţă împreună cu schema de comandă permit comanda în lanţ deschis a turaţiei motorului asincron. Pentru menţinerea constantă a unora dintre parametri la diferite turaţii (flux, turaţie în sarcină etc.) şi asigurarea limitării de curent este necesar să se introducă şi partea de reglare automată.

În continuare se vor examina părţile componente ale acestor instalaţii.

3. Convertizoare statice de frecvenţă trifazate pentru alimentarea motoarelor asincrone

Prin utilizarea convertizoarelor statice se obţin o instalaţie cu o durată lungă de viaţă, eliminarea elementelor în mişcare, dispariţia periilor şi, în general, a elementelor care necesită o întreţinere periodică.

În general, convertizoarele statice cu tiristoare pot fi utilizate pentru o gamă largă de frecvenţe, fără a fi necesară modificarea elementelor de circuit.

Principalele scheme de convertizoare, destinate obţinerii unor tensiuni alternative de frecvenţă şi amplitudine variabilă, se pot reduce la un număr de şase variante, şi anume:

— convertizor alimentat cu tensiune alternativă variabilă;

— convertizor cu ieşire prin transformator variabil;

— convertizor cu invertor dublu pentru reglarea tensiunii prin variaţia fazei;

— cicloinvertor;

— convertizor cu invertor alimentat cu tensiune continuă variabilă;

— convertizor cu reglarea tensiunii pe invertor. O analiză comparativă detaliată a acestor tipuri de convertizoare este dată în lucrarea [1].

În urma analizei comparative şi a experimentărilor efectuate la I.P.A. a rezultat că, din punctul de vedere funcţional şi al preţului de cost, ultima variantă este cea mai avantajoasă.

Schema-bloc a convertizorului cu reglarea tensiunii de ieşire pe invertor este reprezentată în figura 4 şi se compune dintr-un redresor alimentat de la reţea şi un invertor caracterizat prin aceea că se comandă atît funcţionarea succesivă a tiristoarelor pentru obţinerea unei

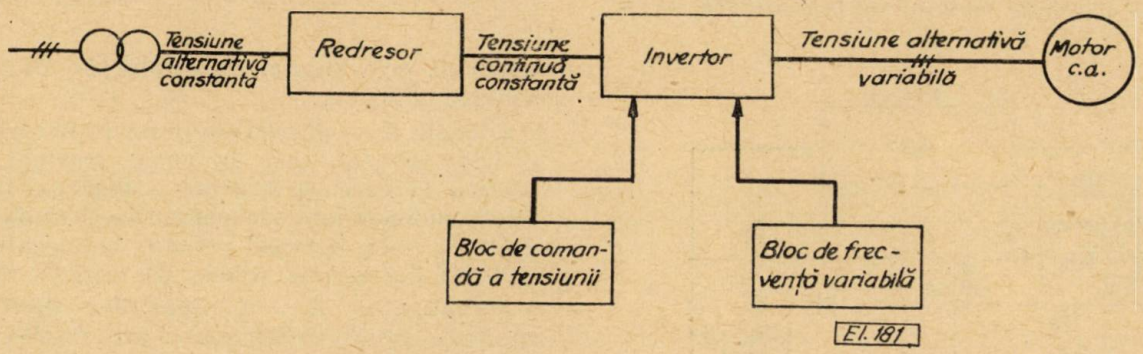


Fig. 4. Convertizor de frecvenţă cu reglarea tensiunii de ieşire pe invertor.

tensiuni de anumită frecvenţă, cît şi timpul de conducţie a tiristoarelor. În acest fel, la ieşire se obţine o tensiune de frecvenţă şi amplitudine variabilă, amplitudinea depinzînd de timpul de conducţie a tiristoarelor de pe fiecare fază. Cu această schemă se poate obţine o reglare de tensiune într-o gamă de circa 1/15 şi de frecvenţă într-o gamă totală de 1/100.

În ceea ce priveşte schema de invertor adoptată pentru realizarea convertizorului de frecvenţă s-au studiat şi experimentat mai multe tipuri de invertoare, şi anume [1]:

— invertor trifazat cu stingere automată, cu comutare succesivă ciclică;

— invertor trifazat cu atingere automată, cu comutare 1—4;

— invertor trifazat în puncte, cu stingere automată;

— invertor cu stingere independentă, cu circuite de stingere individuală;

— invertor cu stingere independentă, cu circuit de stingere comună.

În urma studiilor efectuate s-a ales ca soluţie pentru realizarea invertorului varianta *d* ca fiind împreună cu varianta *e* cea mai adecvată scopului propus.

Elementul de bază al invertoarelor cu stingere independentă îl constituie circuitul de stingere al tiristoarelor.

În figura 5 este reprezentată schema unui astfel de circuit de stingere utilizat în invertoarele cu circuite de stingere individuale.

Circuitul se compune dintr-un tiristor principal T_1 prin care circulă curentul de sarcină, un tiristor de stingere T'_1, o capacitate de stingere, o inductanţă de stingere L_s şi dioda D.

Presupunînd că la momentul t_0 se aplică un impuls de comandă pe tiristorul T_1, acesta se va deschide şi condensatorul C se va încărca prin rezistenţa R la valoarea E cu polaritatea indicată în figura 5. După încărcarea condensatorului C, tiristorul T_1 se va stinge.

În momentul aplicării unui impuls de comandă pe tiristorul T_1 (la momentul t_1), acesta se va deschide şi prin rezistenţa de sarcină va trece un curent $I \approx \frac{E}{R}$. În acelaşi timp se amorsează un fenomen oscilant în circuitul $L_s - C$. La început condensatorul C se va descărca şi apoi se va încărca cu polaritate inversă. O dată cu reîncărcarea condensatorului cu polaritate inversă, fenomenul oscilant nu mai poate continua din cauza diodei D, care împiedică o nouă descărcare a condensatorului.

Dacă la momentul t_2 se aplică din nou un impuls de comandă pe tiristorul T_1, acesta se va deschide şi tensiunea de pe condensatoru C se va aplica pe tiristorul T_1 blocîndu-l. În

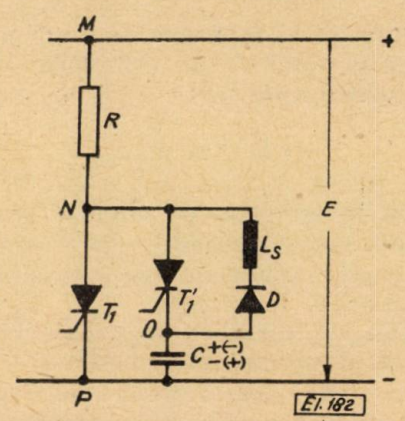


Fig. 5. Circuit de stingere utilizat în invertoare cu stingere independentă.

continuare, condensatorul se va încărca din nou la tensiunea E.

Condensatorul C se dimensionează în aşa fel încît tensiunea de blocare să se aplice pe o durată cel puţin egală cu timpul de blocare maxim al tiristorului principal:

în cazul unei sarcini rezistive

$$CR > 2t_{be_{max}}; \qquad (1)$$

în cazul unei sarcini inductive

$$\frac{C^E}{I_{max}} > 2t_{be_{max}}. \qquad (2)$$

Dimensionarea inductanței L_s se face în așa fel încît procesul oscilant de reîncărcare a con-

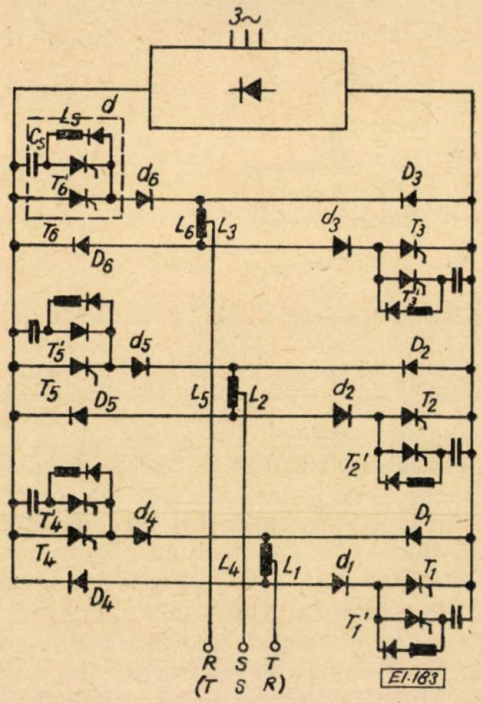


Fig. 6. Invertor în punte cu circuite de stingere individuale

densatorului să se facă într-un timp mai scurt decît durata minimă de conducție a tiristorului principal ($\Delta t_{c\,min}$):

$$\pi\sqrt{L_s C} \leqslant \Delta t_{c\,min}. \qquad (3)$$

Schema invertorului cu circuite de stingere individuală este reprezentată în figura 6.

Schema este constituită din 6 tiristoare principale montate în puncte ($T_1 - T_6$), fiecare tiristor fiind prevăzut cu un circuit de stingere de tipul celui reprezentat în figura 5.

Momentul deschiderii și blocării fiecărui tiristor se poate comanda independent de funcționarea celorlalte tiristoare.

Impulsurile de aprindere se aplică pe electrozii de comandă a tiristoarelor principale ($T_1 - T_6$), iar impulsurile de stingere se aplică pe electrozii de comandă a tiristoarelor de stingere ($T_1' - T_6'$).

Succesiunea perioadelor de conducție ale tiristoarelor este dată în tabela 1.

Întotdeauna conduc două tiristoare în serie.

Formele de undă ale tensiunii pe sarcină (în ipoteza unei sarcini pur rezistive) și fără reglarea

Tabela 1

0–120° el		120–240° el		240–360° el	
T_1	T_1	T_2	T_2	T_3	T_3
T_5	T_6	T_6	T_4	T_4	T_5

tensiunii prin timpul de conducție sînt reprezentate în figura 7.

Diodele $d_1 - d_6$ servesc pentru blocarea tensiunilor inverse, care ar putea proveni de pe sarcină și care ar provoca stingerea tiristoarelor, independent de comanda primită. Diodele $D_1 - D_6$ servesc pentru descărcarea circuitului de sarcină (diode de curent reactiv).

Inductanțele $L_1 - L_6$ împiedică descărcarea condensatorului de stingere C prin diodele d_1, D_1 în timpul proceselor de comutare, obligîndu-l să se descarce pe tiristorul ce trebuie blocat.

Pentru reglarea tensiunii se poate folosi fie metoda tăierii, și anume deschiderea tiristorului urmată de blocarea lui și apoi o pauză pînă la aprinderea tiristorului următor, fie metoda aprinderii și stingerii succesive în intervalul de conducție afectat unuia din tiristoare.

Forma de undă care se obține la ieșirea din invertor în cazul reglării tensiunii de ieșire prin metoda aprinderii și stingerii succesive este reprezentată în figura 8 (pentru una din faze).

După cum se observă valoarea eficace a tensiunii de ieșire depinde de durata α dintre două impulsuri de aprindere și stingere succesive.

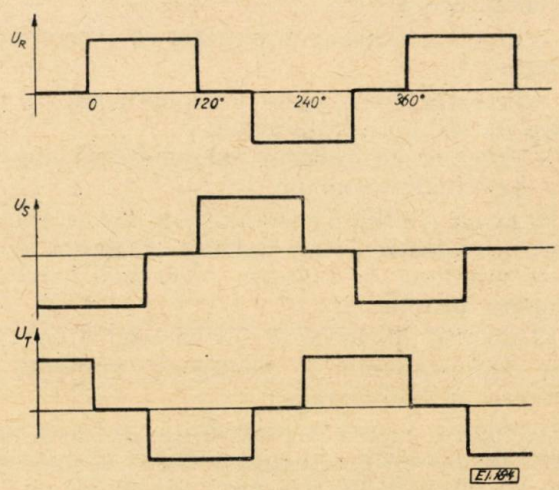


Fig. 7. Formele de undă ale tensiunii pe sarcină rezistivă fără reglarea tensiunii.

Avantajul acestei metode de reglare a tensiunii este că asigură o funcționare a motorului asincron foarte apropiată de cazul alimentării cu tensiune sinusoidală [1], [5].

Această metodă datorită avantajelor care le prezintă a fost experimentată şi preconizată pentru realizarea convertizoarelor statice de

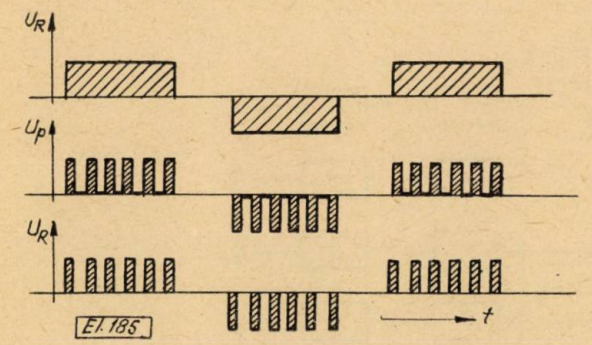


Fig. 8. Forma de undă a tensiunii pe sarcină în cazul reglării tensiunii prin metoda aprinderii şi stingerii succesive pe fază.

frecvenţă trifazate destinate alimentării motoarelor asincrone.

Un alt tip de invertor cu stingere independentă, care permite reglarea tensiunii prin metoda aprinderii şi stingerii succesive pe fază,

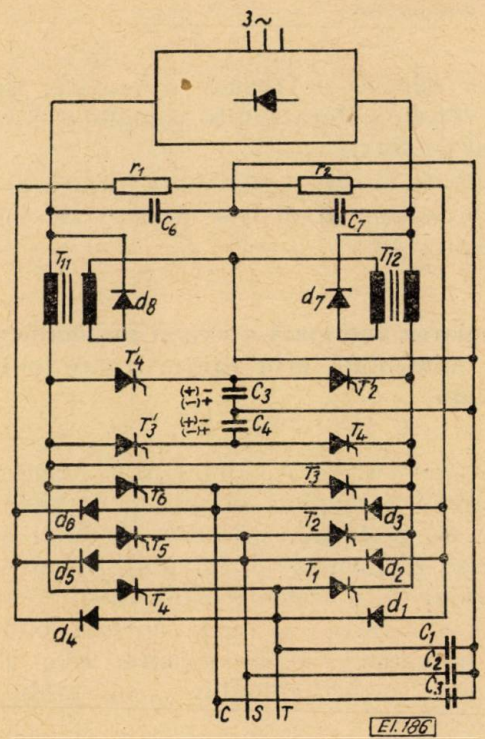


Fig. 9. Invertor în punte cu circuit de stingere comun.

este invertorul cu circuit de stingere comun, a cărui schemă este reprezentată în figura 9.

Circuitul de stingere comun este alcătuit din tiristoarele T_1', T_2', T_3', T_4' şi condensatoarele de stingere C_4, C_5. Tiristoarele de stingere se comandă succesiv două cîte două (T_1' şi T_4' şi T_2' cu T_3'). Tensiunea de blocare de pe condensatoarele de stingere se aplică pe tiristoarele principale prin intermediul condensatoarelor C_1, C_2, C_3.

Transformatoarele T_{11}, T_{12}, diodele $d_1 - d_8$, capacităţile C_6, C_7, C_8 şi rezistenţele $r_1 - r_2$ servesc pentru descărcarea energiei reactive.

4. Comanda convertizoarelor statice de frecvenţă cu tensiune şi frecvenţă reglabilă

Comanda convertizoarelor statice de frecvenţă realizate conform schemei-bloc din figura 4 se face numai pe invertor.

Aşa cum s-a menţionat, cea mai avantajoasă metodă de reglare a tensiunii este metoda aprinderii şi stingerii repetate pe fază.

În continuare se prezintă o schemă de comandă care permite obţinerea la ieşirea din invertorul cu circuite de stingere individuale a unei tensiuni de amplitudine şi frecvenţă variabilă (fig. 10).

Funcţionarea schemei de comandă este următoarea: blocul convertor tensiune-frecvenţă generează frecvenţa de bază care determină ritmul de succesiune a fazelor.

Relaţia dintre frecvenţa tensiunii de ieşire a invertorului f_1 şi frecvenţa care se obţine din convertorul tensiune-frecvenţă f_2 este:

$$f_2 = 6f_1. \qquad (4)$$

Frecvenţa convertorului tensiune-frecvenţă este proporţională cu tensiunea aplicată la intrare (în schema de reglare automată, el este comandat de lanţul de regulatoare).

Semnalul de la convertorul tensiune-frecvenţă *1* se aplică prin intermediul formatorului de impuls *2* unui distribuitor cu şase poziţii *3*.

Impulsurile de comandă, care au o frecvenţă mult mai mare decît frecvenţa maximă a tensiunii alternative de ieşire (de 5 pînă la 10 ori), se obţin de la un generator de tact *4*. Aceste impulsuri de durată scurtă (50—100 μs) trec printr-un grup de şase circuite poartă *5—10* şi de aici, prin intermediul amplificatoarelor de ieşire *11—16*, la electrozii de comandă a tiristoarelor principale $T_1 - T_6$. Circuitele poartă au ca scop să asigure transmiterea impulsurilor de comandă la tiristoare numai în anumite intervale corespunzînd cu regimul de funcţionare din tabela 1.

Durata de deschidere a porţilor *5—10* şi succesiunea funcţionării lor se realizează cu ajutorul unor circuite de coincidenţă *17—22*, care asigură programarea funcţionării tiristoarelor conform tabelei 1.

Pentru obținerea impulsurilor de stingere cu întîrziere reglabilă, de la generatorul de tact *4*, impulsurile de referință trec printr-un convertor tensiune-durată *23*, care dă la ieșire impulsuri de durată proporțională cu tensiunea de intrare, frontul posterior al acestor impulsuri declanșînd formatorul *24* de la care se obțin impulsurile de stingere care se aplică, prin intermediul amplificatoarelor de ieșire *25—26*, pe electrozii de comandă a tiristoarelor de stingere $T_7 - T_{12}$.

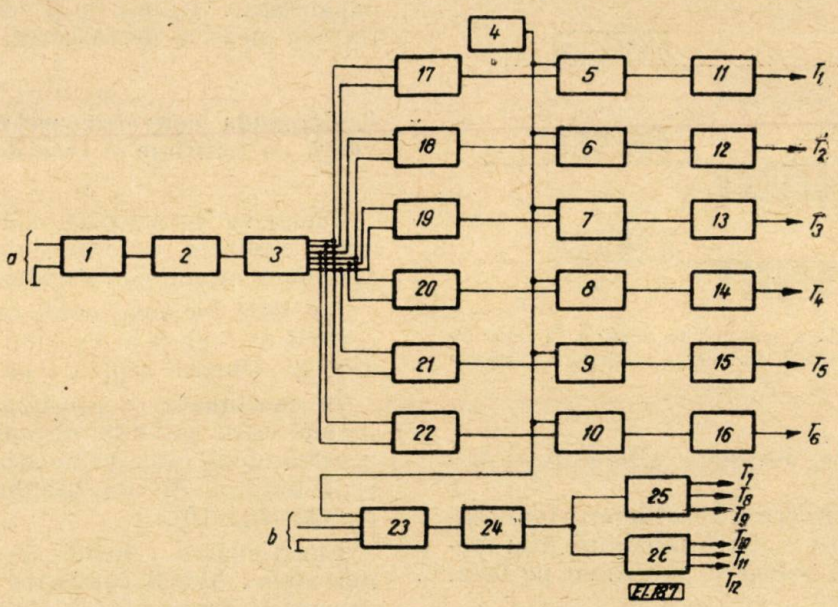


Fig. 10. Schema de comandă a invertorului.

(Într-o schemă de reglare automată, convertorul tensiune-durată este comandat de regulatorul de flux.)

În figura 11 sînt reprezentate formele de undă ale semnalelor în diverse puncte ale schemei din figura 10.

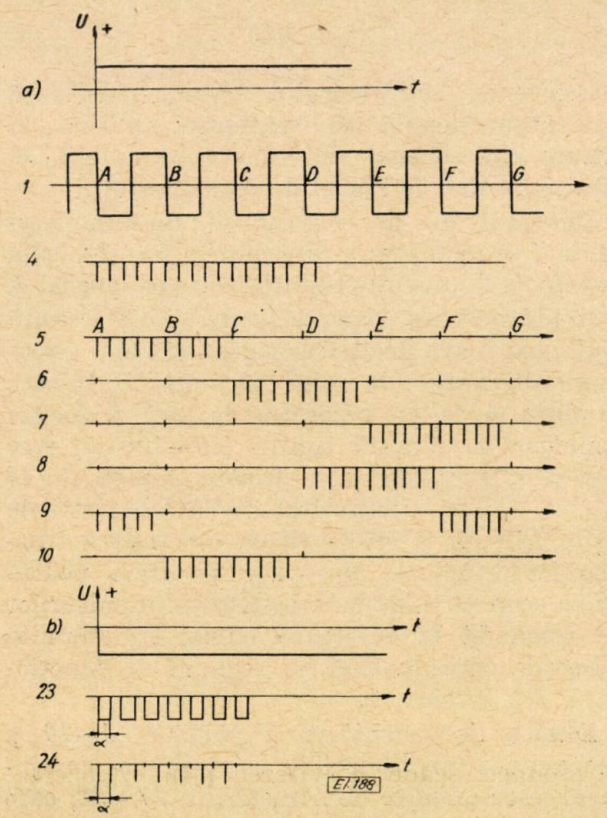


Fig. 11. Formele de undă ale semnalelor în diverse puncte ale schemei din figura 10.

5. Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvență

Așa cum s-a arătat la punctul 2, funcționarea motoarelor asincrone cu viteză variabilă este legată de problema variației tensiunii de alimentare și menținerii fluxului în întrefierul motorului la o valoare constantă. Totodată, pentru a asigura un regim normal de funcționare în sarcină și la pornire, este necesar controlul (respectiv limitarea) curentului prin motor.

De aici rezultă că reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone este direct legată de reglarea următorilor parametri :

— frecvența tensiunii de alimentare ;
— fluxul în întrefier ;
— curentul prin motor.

Schemele de reglare automată a vitezei motoarelor de curent alternativ cuprind bucle de

reglare subordonate pentru reglarea directă a parametrilor menţionaţi sau bucle de reglare a altor parametri ai motorului asincron, care, prin combinarea lor, determină în mod univoc parametrii menţionaţi.

La stabilirea unor scheme de reglare optimă s-au avut în vedere următoarele considerente:

— asigurarea unei game de reglare de 1/30 sub viteza nominală la flux constant şi într-o gamă 1,5/1 peste viteza nominală cu diminuare de flux;

— costul schemelor de reglare respective;

— utilizarea la maximum a blocurilor de reglare asimilate în cadrul sistemului UNIDIN;

— evitarea pe cît posibil a utilizării unor blocuri speciale, care ar trebui asimilate sau importate.

Schema de reglare automată elaborată şi experimentată la I.P.A. este reprezentată în figura 12.

Se măsoară viteza de rotaţie n, fluxul în întrefier Φ, curentul prin motor I şi tensiunea la bornele motorului U.

Abaterea de viteză acţionează asupra regulatorului de viteză, mărimea de ieşire reprezentînd valoarea prescrisă pentru bucla de curent.

Reglarea fluxului se face printr-o buclă de reglare independentă. Ieşirea din regulatorul de flux determină, prin intermediul schemei de comandă a convertizorului, obţinerea tensiunii corespunzătoare care asigură realizarea fluxului prescris.

În cazul cînd se urmăreşte funcţionarea la viteze mai mari decît viteza nominală (la $f = 50$ Hz) se lucrează cu diminuare de flux întrucît tensiunea de alimentare nu poate fi crescută peste cea nominală. În consecinţă, la funcţionarea peste turaţia nominală se trece de la reglarea de flux constant la reglarea de tensiune constantă prin intermediul unui circuit poartă realizat cu o diodă Zener.

Utilizarea motoarelor asincrone în regim reversibil este avantajoasă întrucît schimbarea sensului de rotaţie se obţine foarte uşor prin schimbarea succesiunii fazelor. Astfel, convertizorul de frecvenţă îşi păstrează structura, schimbîndu-se, prin intermediul schemei de comandă, succesiunea aprinderii tiristoarelor din invertor.

Comanda schimbării succesiunii fazelor se face prin intermediul unui comutator static alcătuit din două elemente prag, care trans-

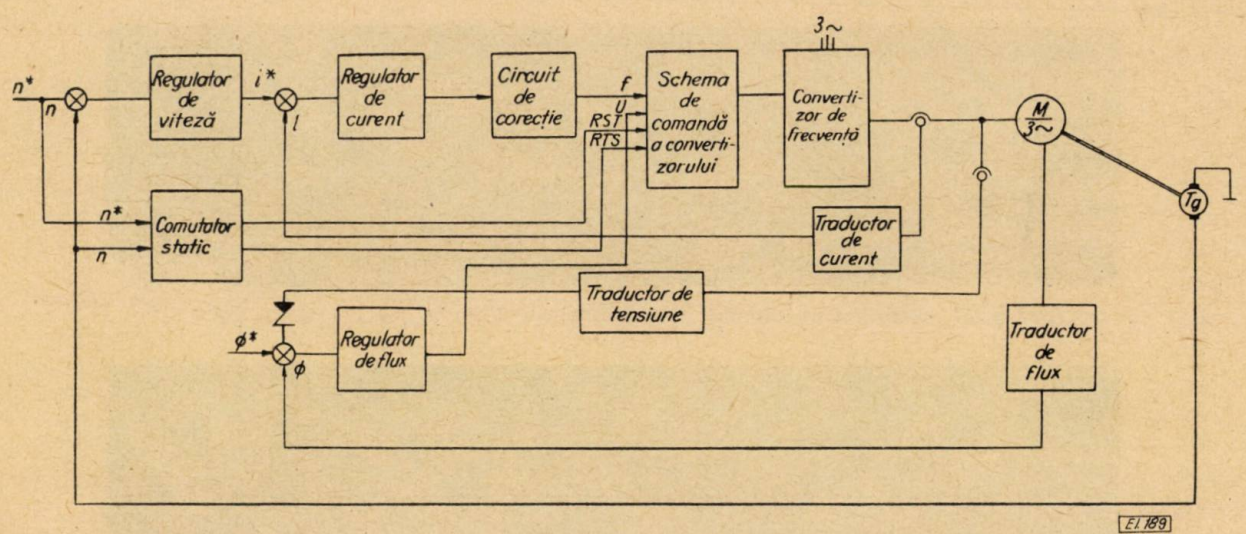


Fig. 12. Schemă de reglare automată a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice.

Valoarea prescrisă a curentului se compară cu valoarea măsurată şi diferenţa lor se aplică regulatorului de curent, a cărui mărime de ieşire, după ce trece printr-un circuit suplimentar de corecţie, determină, prin intermediul schemei de comandă, funcţionarea invertorului pe o anumită frecvenţă.

Circuitul de corecţie serie este un circuit de tip Tpodit ce introduce două zerouri complexe conjugate care compensează polii conjugaţi din funcţia de transfer a motorului asincron.

formă valoarea impusă şi cea măsurată în semnale logice. Aceste semnale sînt prelucrate de o schemă logică, care determină, prin intermediul schemei de comandă, funcţionarea invertorului cu o anumită succesiune a fazelor.

Funcţionarea schemei la o comandă de reversare este următoarea. După aplicarea comenzii se produce scăderea vitezei prin reducerea frecvenţei tensiunii de alimentare. Cînd viteza motorului devine suficient de mică ca să nu mai fie sesizată de elementul prag, se produce

o modificare a semnalelor la ieşirea din comutatorul static, care are ca consecinţă schimbarea succesiunii fazelor. Motorul este la turaţie redusă şi îşi schimbă rapid sensul de rotaţie, după care urmează accelerarea pînă la stingerea valorii prescrise.

Regulatoarele folosite în această schemă fac parte din sistemul de reglare UNIDIN şi sînt identice cu cele care se folosesc la reglarea automată a acţionărilor cu motoare de curent continuu.

6. Rezultate experimentale

În urma cercetărilor efectuate s-a realizat o instalaţie experimentală de reglare automată a vitezei pentru un motor de 5,5 kW/1440 rot/min/50 Hz, avînd următoarele caracteristici principale:

— gama de turaţie 50 — 1000 rot/min, la flux constant (cuplu constant), 1000 — 2000 rot/min, la flux diminuat (putere constantă);

— tensiunea maximă (pe fază), 170 V;

— curent nominal de sarcină, 11,3 A;

— valoarea curentului de limitare în procese tranzitorii, 15 A;

— timpurile de răspuns ale buclelor de reglare la variaţia în treaptă a mărimilor de intrare:

bucla de reglare a fluxului, $\approx$ 50 ms,

bucla de reglare a curentului, $\approx$ 130 ms,

bucla de reglare a vitezei, $\approx$ 350 ms.

În figurile 13, 14, 15 sînt date oscilogramele tensiunii şi curentului pe fază la diferite frecvenţe în gol.

În figurile 16, 17, 18 sînt date oscilogramele proceselor tranzitorii în buclele de flux, curent, tensiune.

În figura 19 este prezentată vederea generală a instalaţiei experimentale.

În prezent se află în curs de execuţie un prototip de instalaţie de reglare automată a vitezei pentru motorul de 5,5 kW/1460/rot/min cu performanţe superioare ca funcţionarea la flux constant pînă la frecvenţa de 50 Hz, ceea ce se va realiza prin ridicarea tensiunii de ieşire maxime a invertorului de la 170 V la 220 V.

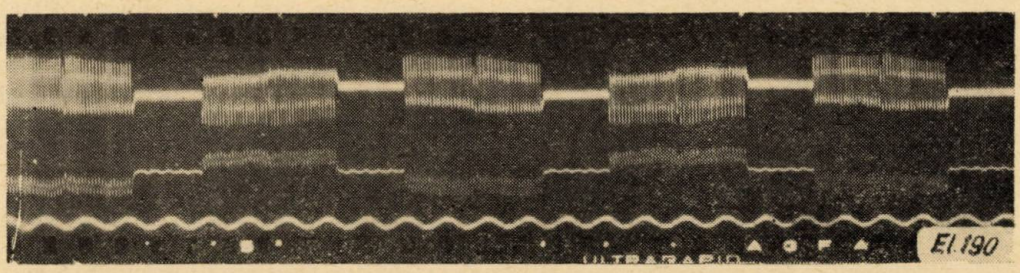


Fig. 13. Oscilograma tensiunii şi curentului pe fază la $f = 5$ Hz (în gol)

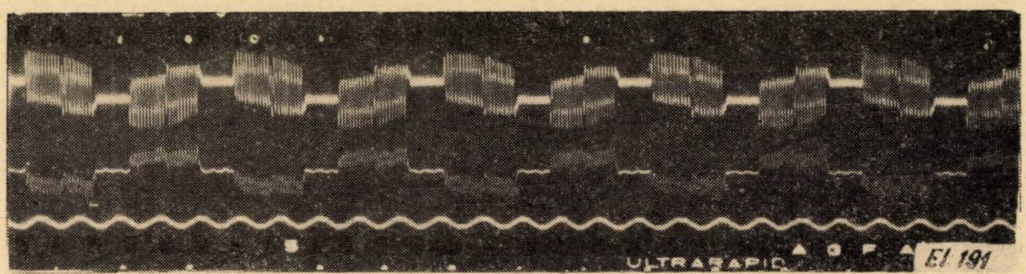


Fig. 14. Oscilograma tensiunii şi curentului pe fază la $f = 10$ Hz (în gol).

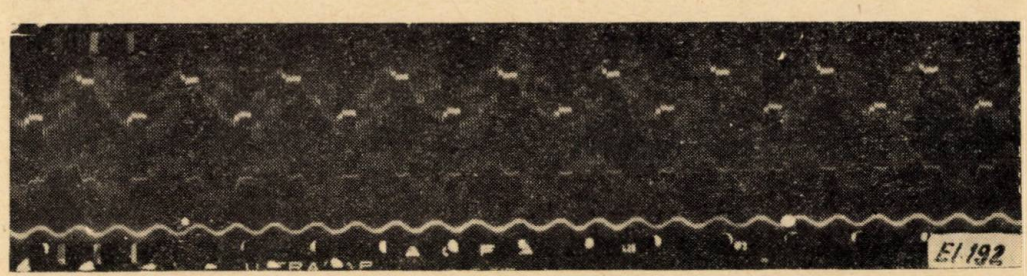


Fig. 15. Oscilograma tensiunii şi curentului pe fază la $f = 20$ Hz (în gol).

Gama de reglare a turaţiei va fi:

50 — 1500 rot/min, la flux constant (cuplu constant);

1500 — 2200 rot/min, la flux diminuat (putere constantă);

Instalaţia a fost proiectată pentru funcţionarea în următoarele regimuri de lucru:

— funcționare nereversibilă cu comandă prin potențiometru ;

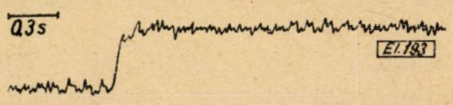


Fig. 16. Răspunsul tranzitoriu în bucla de flux.

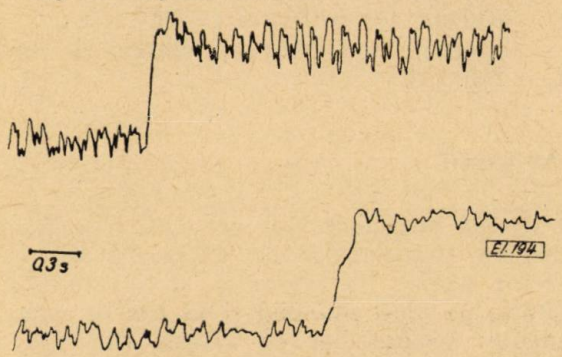


Fig. 17. Răspunsul tranzitoriu în bucla de curent.

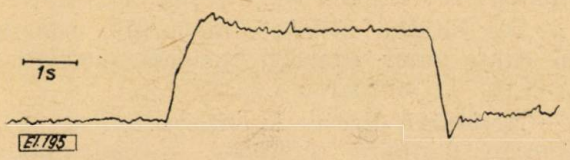


Fig. 18. Răspunsul tranzitoriu în bucla de viteză.

— funcționare reversibilă cu comandă prin potențiometru ;

— funcționare nereversibilă cu comandă prin manipulator ;

— funcționare reversibilă cu comandă prin manipulator ;

— funcționare în regim de frînare în suprasincron.

Se află de asemenea în curs de experimentare în laborator o instalație de acționare cu motoare speciale (pentru role de laminor) lucrînd la frecvență joasă (1 — 5 Hz).

7. Considerații tehnico-economice

În lucrarea [1] s-a făcut o analiză tehnico-economică detaliată în legătură cu introducerea acționărilor reglabile cu motoare asincrone alimentate prin convertizoare statice.

În tabela 2 sînt prezentate comparativ costurile a 13 tipuri de acționări electrice reglabile cu motor de curent continuu sau asincron.

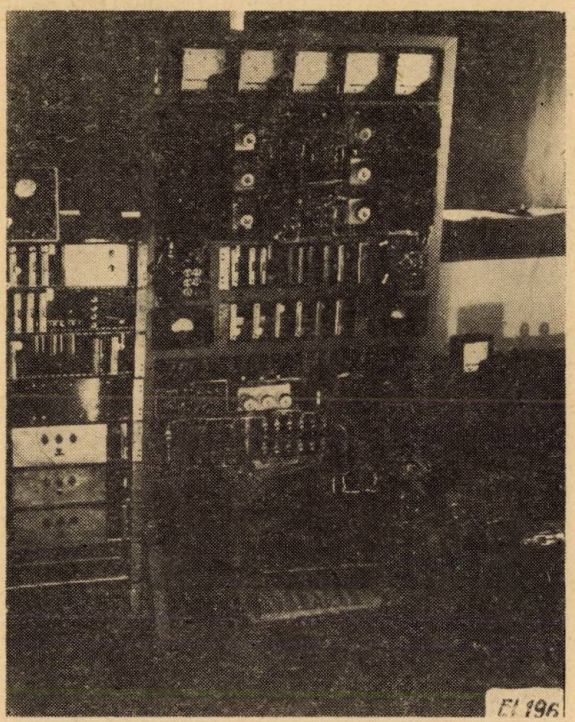


Fig. 19. Vederea generală a instalației experimentale pentru motorul de 5,5 kW/1 460 rot/min.

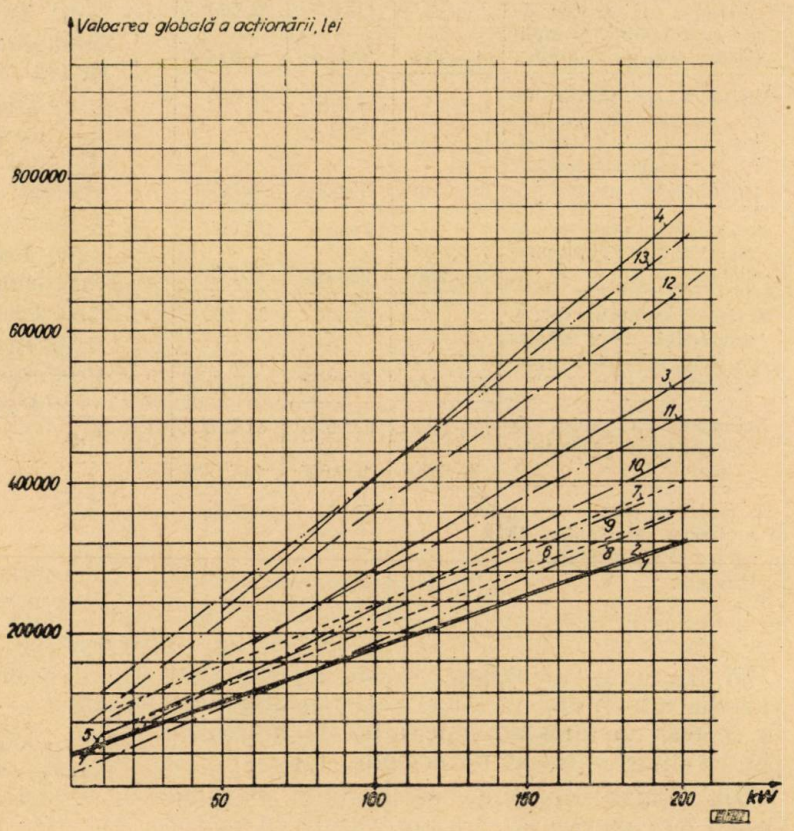


Fig. 20. Valoarea globală a instalației de acționare în funcție de puterea motorului de acționare.

1 — motorul asincron nereversibil (cu slăbire de cîmp) — convertizor static ; *2* — motor asincron reversibil (cu slăbire de cîmp) convertizor static ; *3* — motor asincron nereversibil (cu slăbire de cîmp) — convertizor rotativ ; *4* — motor asincron reversibil (cu slăbire de cîmp) — convertizor rotativ ; *5* — motor de curent continuu reversibil — amplidină ; *6* — motor de curent continuu reversibil — generator ; *7* — motor de curent continuu reversibil — slăbire de cîmp ; *8* — motor de curent continuu nereversibil amplificator magnetic ; *9* — motor de curent continuu nereversibil (cu slăbire de timp) — amplificator magnetic ; *10* — motor de curent continuu nereversibil — tiristoare ; *11* — motor de curent continuu nereversibil (cu slăbire de cîmp) tiristoare ; *12* — motor de curent continuu reversibil — tiristoare ; *13* — motor de curent continuu reversibil (cu slăbire de cîmp) — tiristorre.

Tabela 2

Tipul acționării	Domeniul de puteri, kW	Costul motorului de acționare, lei	Costul instalației de acționare (global), lei
Acționare cu motor asincron nereversibil (cu slăbire de cîmp). (Convertizor static cu tiristoare-motor).	1—200	500 30 000	48 500 315 000
Acționare cu motor asincron reversibil (cu slăbire de cîmp). (Convertizor static cu tiristoare-motor.	1—200	500 30 000	51 500 320 000
Acționare cu motor asincron nereversibil (cu slăbire de cîmp). (Convertizor rotativ-motor).	50—200	11 000 30 000	166 000 530 000
Acționare cu motor asincron reversibil (cu slăbire de cîmp). (Convertizor rotativ-motor).	50—200	11 000 30 000	231 000 750 000
Acționare cu motor de c.c. reversibil (Amplidină-motor).	1—10	4 000 12 500	27 000 66 000
Acționare cu motor de c.c. reversibil (Amplidină-generator-motor).	10—200	12 500 200 000	71 000 350 000
Acționare cu motor de c.c. reversibil (cu slăbire de cîmp). (Amplidină-generator-motor-amplidină).	10—200	12 500 200 000	99 000 385 000
Acționare cu motor de c.c. nereversibil. (Amplificator magnetic-motor).	1—200	4 000 200 000	24 000 362 000
Acționare cu motor de c.c. nereversibil (cu slăbire de cîmp). (Amplificator magnetic-motor-amplificator magnetic).	10—200	12 500 200 000	67 000 400 000
Acționare cu motor de c.c. nereversibil. (Tiristoare-motor).	1—200	4 000 200 000	35 000 437 000
Acționare cu motor de c.c. nereversibil (cu slăbire de cîmp). (Tristoare-motor-tiristoare).	10—200	12 500 200 000	90 000 485 000
Acționare cu motor de c.c. reversibil. (Tiristoare motor).	3—200	6 000 200 000	81 000 655 000
Acționare cu motor de c.c. reversibil cu slăbire de cîmp). (Tiristoare-motor-tiristoare).	10—200	12 500 200 000	127 000 715 000

În diagrama din figura 20 este reprezentată variația valorii globale a instalației de acționare în funcție de puterea motorului de acționare pentru diverse tipuri de scheme.

Din analiza economică efectuată și neținînd seamă de cazurile în care acționările cu motor asincron sînt impuse de condiții tehnologice sau de funcționare, rezultă că aceste acționări sînt foarte rentabile în următoarele game de puteri :

— acționări nereversibile, 20 — 200 kW ;
— acționări nereversibile cu slăbire de cîmp, 2 — 200 kW ;
— acționări reversibile, 5 — 200 kW ;
— acționări reversibile cu slăbire de cîmp, 2 — 200 kW.

8. Concluzii

Datorită perspectivelor pe care le-a deschis utilizarea tiristoarelor la realizarea convertizoarelor statice de frecvență și a rezultatelor obținute pe plan mondial și la noi în țară, în domeniul acționărilor cu viteză variabilă cu motor asincron, rezultă că aceste acționări se impun a fi folosite din următoarele considerente :

a) Necesitatea utilizării motorului asincron, din cauza unor execuții speciale, posibile în acest tip de motoare :

— acționări directe la viteză redusă ca de exemplu motoare asincrone speciale pentru căile cu role de la laminoare ;
— acționări în condiții speciale ca de exemplu pompe submersibile, instalații de foraj ;
— acționări în medii explozive sau agresive ;
— acționări la vinciurile de ridicare la nave.

b) Disponibilitatea unor surse de curent continuu de tensiune constantă ca de exemplu în tracțiunea electrică.

c) Disponibilitatea în țară a unei serii largi de motoare asincrone și lipsa unei serii unitare de motoare de curent continuu (aplicații, în special, la mașini-unelte care se fac în serii importante).

d) Instalații la care robustețea sau gabaritul motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit este esențială.

e) Instalații la care folosirea acestei metode prezintă avantaje economice.

f) Perspectivele asimilării în țară a tiristoarelor.

Bibliografie

[1] * * * Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent alternativ prin variația tensiunii și frecvenței cu ajutorul convertizoarelor statice. Studiu tehnico-economic, I.P.A., 1964.

[2] *Hulstrand, K. A.* Static ajustable frequncy drives. In : Control Eng. **11**, 4 aprilie 1964, pag. 51—63.

[3] *Loocke, G.* Probleme der spannungsanpassung bei Betrieb von Asynchronmotoren mit variabler Frequenz. In : A.E.G. Mitt. **54**, nr. 1—2, 1964, p. 47—54.

[4] *Abraham, L., Neumann, K.* și *Koppelmann, F.* Wechselrichter zur Drehzahlsteurung von Käfgläufermotoren. In : A.E.G. Mitt. **54**, nr. 1—2, 1964, p. 89—106.

[5] *Neumann, K.* și *Jordan, K.* Das Verhalten des Käfigläufermotors bei veränderlicher Speisefrequenz und Stromregelung. In : A.E.G. Mitt. 54, nr. 1—2, 1964, p. 107—116.

[6] *Neumann, K.* Pulse control of DC and AC motors by silicon controlled rectifiers. In : I.E.E.E. Transf. of Comunications and Electronics, iulie 1964, p. 390—399.

[7] * * * B. B. C. Nachrichten 46, nr. 12, 1964, p. 609 — 624, 660—668, 674—685, 686—693, 699—721.

[8] *Landau, I. D.* Procedeu și dispozitiv pentru comanda convertizoarelor statice de frecvență. Propunere de invenție, dosar OSI, nr. 49465, 25.03.1965.

[9] *Landau, I. D.* Procedeu și instalație pentru reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvență. Propunere de invenție, dosar OSI, nr. 49456, 25.03.1965.

Intrat în redacție la 24.IX.1965

Pentru tînărul inginer

O nouă concepție în construcția de mașini electrice—criomașina electrică

Ioan Novac* — Timișoara

CZ 621.313.1 :537.311.3

1. Criomașina electrică—consecința unei necesități în condițiile orientării spre puteri unitare din ce în ce mai mari

În domeniul utilajelor de producere și de distribuție a energiei electrice, ultimele două decenii au marcat o orientare continuă în direcția construcției de generatoare și transformatoare de putere unitară din ce în ce mai mare, realizîndu-se în acest sens rezultate de-a dreptul uimitoare.

La baza acestei orientări a stat faptul că prin mărirea puterii unitare se reduce prețul de cost al energiei electrice furnizate consumatorilor, rezultînd simultan o micșorare a pierderilor corespunzătoare unității de putere utilă și deci o mărire a randamentului.

În condițiile de dezvoltare rapidă a tuturor ramurilor industriale este de prevăzut că și în anii viitori tendința de concentrare a surselor de energie electrică, de mărire a puterii la care se execută mașinile respective, se va menține. Este însă din ce în ce mai clar că această evoluție nu va putea fi continuată în același ritm, că, într-un timp relativ scurt, se va ajunge la puteri ce nu vor mai putea fi depășite fără sacrificii în ceea ce privește randamentul

Explicația constă în limitarea pe care o impun, în ceea ce privește volumul marilor mașini electrice, mijloacele de transport ce stau la dispoziție. Această situație obligă ca, în cazul creșterii în continuare a puterilor unitare ale mașinilor, să se adopte solicitări magnetice, dielectrice și electrice mărite. Ori, dacă în ceea ce privește pierderile magnetice și dielectrice se poate presupune că ele vor crește relativ mai încet decît puterea mașinii (mai ales dacă se are în vedere progresul încă posibil în domeniul acestor materiale), despre pierderile în materialul conductor se poate prevedea cu siguranță că vor deveni considerabile, depășind cu mult celelalte pierderi. Într-adevăr, în condițiile actuale, nu se întrevăd posibilități de reducere a rezistivității conductoarelor, la temperaturile la care acestea lucrează în prezent; de asemenea, nu se poate pune problema folosirii unor materiale conductoare noi, superioare, cele utilizate în prezent fiind recunoscute ca cele mai bune.

Considerentele privind reducerea randamentului mașinilor la mărirea în continuare a puterii lor unitare și-au găsit, de altfel, confirmarea practică în ultimele realizări în acest domeniu : turbogeneratoarele de 600 MW, construite recent în Franța, prezintă un randament mai scăzut (98,91%) decît cele de 250 MW, intrate în serviciu în 1957 (98,96%), [12].

În această situație, rezultatele și concluziile obținute în cadrul studiilor privind proprietățile metalelor în domeniul temperaturilor criogenice au dus la ideea construirii de generatoare și transformatoare electrice bazate pe folosirea conductibilității electrice ridicate a metalelor de mare puritate, la temperaturi joase.

Utilizarea metalelor de puritate ridicată, la temperaturile criogenice, pare să fie mult mai avantajoasă decît folosirea supraconductoarelor, propusă cu ani în urmă.

Această afirmație se bazează pe considerente tehnico-economice și de siguranță în funcționare, legate de curbele de variație, funcție de temperatură, a rezistivității metalelor de mare puritate, respectiv a supraconductoarelor (fig. 1). După cum se observă, în cazul metalelor cu un înalt grad de puritate, rezistivitatea scade continuu și rapid cu micșorarea temperaturii, pînă la cîteva zeci de °K (de la această temperatură în jos, rezistivitatea devine, practic, independentă de temperatură). În cazul supraconductoarelor, curba de variație $\rho = f(T)$ are cu totul altă alură : într-un domeniu larg de temperaturi, rezistivitatea scade foarte încet

* Dr. ing. *I. Novac* este conferențiar la Institutul politehnic din Timișoara.

la micșorarea temperaturii (menținîndu-se mai mare decît la metalele impure), pentru ca la temperaturi foarte joase — în zona heliului lichid — practic să scadă brusc la zero.

Prin urmare, pentru a se obține rezultate favorabile cu materialele supraconductoare, e-

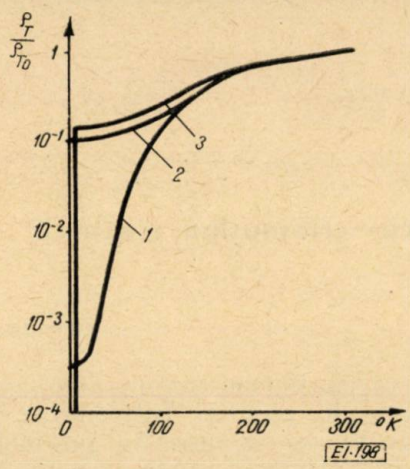


Fig. 1. Curbele de variație ale rezistivității funcție de temperatură;
1 — metal de înaltă puritate; *2* — metal impur; *3* — supraconductor.

vacuarea căldurii trebuie asigurată prin răcitoare cu heliu lichid. La utilizarea metalelor de înaltă puritate, rezultate bune se pot obține și la temperaturi mai ridicate, folosind răcitoare cu hidrogen lichid sau azot lichid.

Această deosebire este foarte importantă, deoarece răcitoarele cu heliu lichid sînt mult mai scumpe și lucrează cu un randament mult mai scăzut decît cele cu hidrogen lichid sau azot lichid. Trebuie adăugat, de asemenea, că funcționarea răcitoarelor cu hidrogen (sau azot) lichid este mult mai sigură.

În plus, folosirea metalelor cu un grad înalt de puritate are și alte avantaje: prețul lor nu este mult superior prețului conductoarelor întrebuințate în prezent (în timp ce prețul supraconductoarelor este mult mai ridicat, fiind echivalent cu al aurului), iar procesele de preparare și prelucrare sînt relativ comode și deja industrializate.

În aceste condiții se presupune că mașinile electrice bazate pe folosirea rezistivității mult reduse a metalelor cu un înalt grad de puritate, răcite la temperaturi joase — mașini numite în literatură, pentru simplificarea exprimării, criogenice — vor putea rezolva problema construirii mașinilor electrice de puteri și mai mari, caracterizate prin pierderi reduse.

2. Considerații generale asupra structurii și construcției criomașinilor electrice

Construcția noului tip de mașini electrice ridică o serie de probleme legate de însăși structura mașinii: alegerea materialului conductor, a izolației mașinii etc., cum și de aspecte constructive și de dimensionare, ca de pildă, realizarea sistemului de răcire sau dimensiunile optime ale conductorului.

Desigur că toate aceste probleme vor comporta încă studii și cercetări mai mult sau mai puțin îndelungate, soluțiile definitive conturîndu-se în timp. Totuși, pe baza cunoștințelor pe care le avem în prezent, unele dintre aceste probleme se pot considera rezolvate de pe acum. Printre acestea se enumeră problema materialului conductor adecvat și aceea a dimensiunilor conductoarelor ce urmează a fi folosite la realizarea înfășurărilor.

Rezistivitatea unui conductor, conform legii lui Drude — Lorentz, se exprimă prin relația:

$$\rho = \frac{m}{n \cdot e^2} \cdot \frac{1}{\tau}, \qquad (1)$$

în care:

n	reprezintă	numărul electronilor liberi ai metalului pe unitatea de volum;
e	—	sarcina electrică a unui electron;
m	—	masa lui;
τ	—	așa-numitul timp de relaxare (egal cu jumătatea timpului necesar parcurgerii liberului parcurs mediu).

Cercetînd variația rezistivității în funcție de temperatură a metalelor de înaltă puritate, răcite la temperaturi joase, Matthiessen a constatat că între curbele $\rho = f(T)$ a două conductoare din același metal, de puritate diferită, se păstrează o diferență, practic, constantă în întreaga gamă de temperaturi considerată.

Acest rezultat experimental l-a condus la concluzia că rezistivitatea metalelor de mare puritate la temperaturi joase se compune din două componente: una „ideală" ρ_i, independentă de puritatea metalului, dar variabilă cu temperatura, și una „reziduală" ρ_r, care nu depinde de temperatură, ci de gradul de puritate a metalului. Cu alte cuvinte, datorită prezenței unor atomi străini în metal, efectul determinat de timpul de relaxare poate fi echivalat cu cel corespunzător a doi timpi de relaxare: τ_i — dependent doar de temperatură și τ_r — dependent doar de natura și cantitatea impurităților, adică:

$$\rho = \rho_i + \rho_r = \frac{m}{n \cdot e^2}\left(\frac{1}{\tau_i} + \frac{1}{\tau_r}\right). \qquad (2)$$

În realitate, rezistivitatea ρ este influențată și de dislocările rețelei cristaline provenite în urma diverselor prelucrări (laminare, trefilare), de dimensiunile conductorului (care poate favoriza apariția de pierderi suplimentare) etc.; pentru metalele destul de pure însă relația (2) se verifică cu suficientă exactitate.

Analiza interacțiunii electronilor cu atomii metalului în mișcare vibratorie termică (interacțiune care determină rezistivitatea ideală a metalului) arată că la temperaturi joase:

$$\rho_i = K \frac{T^5}{M \cdot \theta_D^6}, \qquad (3)$$

unde:

K este un coeficient de proporționalitate;
M — masa atomului;
θ_D — așa-numita temperatură a lui Debye, definită de relația:

$$\theta_D = \frac{h \cdot \nu_m}{k} \qquad (4)$$

(h — constanta lui Planck, k — constanta lui Boltzmann, ν_m — frecvența maximă de vibrație termică a atomului metalului).

Relațiile (1), (3) și (4) arată că pentru mașinile criogenice este favorabil a se alege drept material conductor metalele care se caracterizează prin n și M de valoare mare, respectiv o temperatură Debye (care are o valoare determinată pentru fiecare metal) înaltă.

Analiza diferitelor metale sub acest aspect duce la concluzia că aceste cerințe sînt satisfăcute în mod simultan, cel mai bine, de beriliu și de aluminiu. Aceste două metale sînt deci cele mai indicate pentru a fi folosite la executarea înfășurărilor criomașinilor electrice.

La acest rezultat mai trebuie adăugat faptul că, în prezența cîmpurilor magnetice de mare intensitate, este de preferat să se întrebuințeze aluminiul, deoarece la beriliu — metal cu un număr par de electroni de conducție — efectul magnetorezistiv care s-ar manifesta în aceste condiții ar determina o creștere sensibilă a rezistivității. Dacă se mai adaugă la acestea dificultățile care intervin la operațiile de sudare a pieselor de beriliu și toxicitatea pe care, într-o anumită măsură, o prezintă acest metal, se pare că soluția optimă constă în adoptarea, drept metal conductor, a aluminiului.

În ceea ce privește rezistivitatea reziduală este evident faptul că este de dorit ca metalul să fie cît mai pur și de structură cristalină, pe cît posibil perfectă, pentru a elimina astfel obstacolele din calea electronilor.

Dimensiunile conductorului au, de asemenea, o mare importanță. Analiza influenței așa-numitului efect dimensional asupra rezistivității metalelor, practic pure, arată că [2] în cazul cînd una dintre dimensiunile conductorului este de ordinul de mărime al liberului parcurs l al electronilor, intervine o mărire inadmisibilă a rezistivității. Acest rezultat duce la concluzia că dimensiunile conductorului sînt limitate inferior, în sensul că ele trebuie să fie mai mari decît:

$$l = \tau \cdot V = \frac{m \cdot V}{\rho \cdot n \cdot e^2}, \qquad (5)$$

unde $V = 10^8$ cm/s reprezintă viteza de mișcare termică dezordonată a electronilor liberi ai metalului.

Pentru aluminiu, de exemplu, care la temperaturile joase prezintă o rezistivitate cuprinsă între valorile $3 \cdot 10^{-9}$ și $4 \cdot 10^{-9}$ Ω cm, liberul parcurs rezultă în jur de 10 microni. Rezultă că dimensiunea cea mai mică a conductorului (sau diametrul în cazul sîrmei) trebuie să fie superioară acestei valori.

Dimensiunile conductorului sînt limitate însă și superior de către efectul pelicular și cel Foucault. Analiza acestor efecte (pentru care în condițiile rezistivității lor foarte mici formulele clasice nu mai sînt valabile) arată că [2] la rezistivități de ordinul 10^{-9} Ω cm, pierderile suplimentare respective devin minime atunci cînd grosimea conductorului nu depășește cîteva zecimi de microni.

Concluzia care se impune în aceste condiții este că grosimea conductorului elementar folosit pentru executarea înfășurărilor criomașinilor (sau diametrul sîrmei) trebuie aleasă de cîteva zecimi de microni. Avînd în vedere necesitatea de a prezenta o secțiune suficient de mare pentru curenții ce le străbat, înfășurările acestor mașini se vor confecționa deci din foi de aluminiu (beriliu) de lățime relativ mare și subțiri, din ansambluri de benzi subțiri sau din cabluri executate cu sîrmă cu diametrul foarte mic.

3. Considerații privind construcția criotransformatoarelor și a turbogeneratoarelor sincrone

Utilizarea, în construcția de mașini electrice, a conductoarelor de foarte mică rezistivitate la temperaturi joase va da posibilitatea măririi sensibile a densității de curent admisibile. Se prevede anume că pentru marile criomașini se vor adopta densități de curent de zece ori mai mari decît cele obișnuite în prezent și, eventual, chiar mai mari.

Reducerea greutății și a volumului înfășurărilor va avea, desigur, și repercusiuni în ceea ce privește execuția miezului magnetic, în sensul că dimensiunile și greutatea acestuia se vor micșora.

Deși este prematur a se vorbi despre o metodică de proiectare și despre o construcție determinată a criomașinilor, unele precizări se pot face de pe acum. Ele sînt mai ușor de făcut în privința criotransformatoarelor decît a criogeneratoarelor, datorită atît structurii mai simple a bobinajului și a miezului magnetic al transformatoarelor, cît și faptului că transformatorul nu are elemente în mișcare.

A. Criotransformatorul

Pentru moment, unica posibilitate de a examina modul de dimensionare și de construcție, respectiv performanțele probabile ale crio-

transformatorului, constă în a-l considera ca derivînd din transformatorul actual.

O primă observaţie este aceea că folosirea drept conductoare a unor metale de mare puritate, în condiţiile răcirii lor la temperaturi foarte joase, va determina adoptarea unei den-

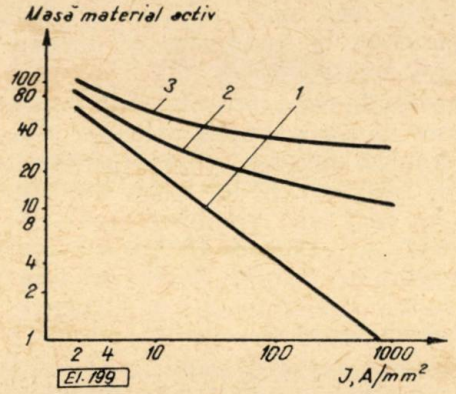


Fig. 2. Dependenţa greutăţii materialelor active de densitatea de curent (transformatoare):

1 — cazul izolaţiei ideale de rigiditate dielectrică infinită; *2—3* curbe de variaţie la folosirea de materiale izolante uzuale, de rigiditate dielectrică finită.

sităţi de curent mult mai ridicate decît cele admise la construcţia transformatoarelor obişnuite. Desigur că se pune problema valorii optime a acestei densităţi de curent din punct de vedere tehnic şi economic.

Practica construcţiei de transformatoare arată că [7] datorită rigidităţii dielectrice finite a materialelor izolante, dependenţa greutăţii materialelor active în funcţie de densitatea de curent diferă de dreapta teoretică rezultată în ipoteza existenţei unei izolaţii ideale, cu rigiditatea dielectrică infinită (fig. 2). Curba de variaţie respectivă, de la anumite valori ale lui J în sus, devine aproape paralelă cu axa absciselor; cu intensităţile cîmpului electric care se pot aplica materialelor izolante (folosite în prezent) în ulei şi în hidrogen lichid, cîştigul de greutate a materialelor active devine astfel lipsit de importanţă la mărirea densităţii de curent peste valoarea de 50 A/mm^2.

Deoarece creşterea lui J determină mărirea pierderilor în înfăşurări, apare ca evidentă concluzia că în construcţia de criotransformatoare (ca şi de criogeneratoare) nu este util a se depăşi o densitate de curent de aproximativ zece ori mai mare decît aceea existentă în bobinajele transformatoarelor de construcţie normală. Pentru o astfel de densitate de curent se obţin însă simultan, în raport cu transformatoarele întrebuinţate în prezent, o apreciabilă micşorare a greutăţii de materiale active şi o reducere importantă a pierderilor (rezistivitatea conductorului la temperatura criogenică fiind de circa 10^{-3} ori mai mică decît aceea a cuprului la cald).

În ce priveşte miezul magnetic, reducerea temperaturii nu este însoţită de o micşorare a pierderilor specifice în miez; apare ca normal deci a se menţine sistemul de răcire actual al miezului magnetic, respectiv folosirea unei răciri naturale a acestuia de către aerul înconjurător.

Aceste considerente lasă să se întrevadă, prin urmare, o construcţie a criotransformatoarelor similară cu a transformatoarelor cu faze disociabile; înfăşurările lor, introduse în cuve separate, se vor plasa pe coloanele miezului, care va funcţiona în aer. Fiecare coloană va fi înconjurată de două cuve toroidale concentrice, conţinînd bobinajul de j.t., respectiv î.t., prin ele trecînd fluidul de răcire: hidrogenul lichid.

Adoptarea unei densităţi de curent mult mărite va determina însă o creştere proporţională a solicitărilor mecanice corespunzătoare eforturilor electrodinamice, care, în caz de scurt-circuit, vor depăşi valoarea rezistenţei mecanice a conductoarelor (care nu creşte nici pe departe în aceeaşi măsură, în raport cu aceea a cuprului la cald).

Soluţia care se întrevede constă în izolarea conductoarelor şi impregnarea bobinajelor în aşa fel încît izolaţia, pe lîngă rolul de izolant, să dea şi rigiditatea mecanică necesară înfăşurărilor, care să apară compacte şi cu o rezistenţă mecanică remarcabilă [7], [8].

Cuvele individuale ale înfăşurărilor, conform experienţei obţinute în practica construcţiei de transformatoare cu faze disociabile, se vor realiza probabil din straturi suprapuse de material izolant, cu dublu perete, între care se va introduce o izolaţie termică de tipul „supraizolant"; ele vor trebui să se execute din materiale care pot suporta temperaturile joase fără a suferi deformări şi care sînt impermeabile faţă de fluidul criogenic.

În afară de cele menţionate, construcţia criotransformatoarelor va fi influenţată de aspectele privind adoptarea sistemului cel mai convenabil de canale de răcire, etanşarea cuvelor, limitarea eforturilor ce acţionează asupra peretelui lor exterior la punerea lor sub stare rece etc.

Evaluările cantitative dimensionale permit a se presupune că dimensiunile şi greutatea criotransformatorului se vor micşora în raport cu cele ale unui transformator de aceeaşi putere folosit în prezent. Deşi greutatea şi volumul înfăşurărilor se vor reduce apreciabil, iar dimensiunile miezului la aproximativ jumătate [10], gabaritul şi greutatea totală a criotransformatorului nu se vor micşora însă în aceeaşi măsură; reducerea miezului va impune mărirea distanţelor de izolaţie şi prin aceasta reducerea dimensiunilor de gabarit nu va rezulta sensibilă.

În orice caz, criotransformatorul va fi superior transformatorului clasic de aceeaşi putere, prin pierderile mult mai scăzute pe care le va prezenta.

B. Turbocriogeneratorul

Structura însăși a mașinilor rotitoare și mișcarea de rotație a rotorului fac ca studiul posibilităților de realizare și a proprietăților turbocriogeneratorului să fie mai dificil de urmărit decît cel privind aceleași probleme ale criotransformatorului.

Desigur că cele mai mari dificultăți sînt legate de realizarea rotorului mașinii, care ridică un număr de probleme importante : asigurarea unei izolații termice corespunzătoare și a unui sistem adecvat de răcire, rezolvarea favorabilă a problemei introducerii în circuitul de răcire a fluidului criogenic etc.

Dat fiind greutatea specifică redusă a aluminiului în comparație cu a cuprului și densitatea de curent mult mărită, volumul și greutatea înfășurării rotorice ale criomașinii vor fi sensibil mai mici decît ale înfășurărilor generatoarelor sincrone folosite în prezent. În aceste condiții se prevede ca posibilă și probabilă mărirea diametrului rotorului și, ca o consecință, reducerea lungimii mașinii.

În ceea ce privește statorul, vor interveni, între altele, modificări în privința dimensiunilor crestăturilor ; în vederea limitării pierderilor suplimentare cauzate de cîmpul de dispersie al crestăturilor, acestea vor deveni mai largi (lucru posibil prin mărirea diametrului interior al statorului) și mai puțin adînci. După toate probabilitățile, micșorarea înălțimii crestăturilor va fi substanțială, determinînd prin aceasta reducerea diametrului exterior al statorului.

Principalele probleme privind construcția statorului sînt legate de calitatea izolării înfășurării, în condiții care să permită însă circulația hidrogenului lichid astfel încît să vină în contact direct cu conductoarele.

În orice caz, folosirea în construcția generatoarelor sincrone a aluminiului de mare puritate, în condițiile răcirii la temperaturi joase, va determina modificarea în sens favorabil a întregii geometrii a mașinii ; la puteri egale, criogeneratorul va fi mai scurt și, probabil, de diametru mai mic decît generatorul sincron clasic.

Datorită rezistivității de 800—1000 de ori mai mică a conductorului, chiar la densități de curent mărite de zece ori, criogeneratorul va prezenta pierderi în înfășurări mult mai mici decît generatorul sincron actual. De asemenea, puterea de excitație reducîndu-se sensibil, problema excitatoarei (care la mașinile sincrone normale de mare putere este din ce în ce mai greu de rezolvat) se va simplifica. Se preconizează anume folosirea ca sursă de excitare a criogeneratorului sincron a unui alternator de mică putere — de ordinul 10 kVA — al cărui curent să fie redresat prin intermediul unor diode semiconductoare, întregul dispozitiv fiind inclus în spațiul răcit cu hidrogen lichid.

Toate aspectele pozitive menționate vin în sprijinul părerii că realizarea de criogeneratoare de mare putere reprezintă o posibilitate apropiată care va rezolva problema creșterii pe mai departe a puterii unitare în condițiile unui randament mai bun al mașinii.

4. Unele considerații economice privind criomașinile electrice

În stadiul actual, în care problema construcției de criomașini electrice se găsește abia în faza considerațiilor și a unor presupuneri teoretice mai mult sau mai puțin sigure, asupra aspectului lor economic se pot formula doar unele considerații calitative.

Prețul acestor mașini va fi influențat de cel al materialelor de bază care urmează a fi folosite, de cel al dispozitivelor și instalațiilor de automatizare adoptate pentru executarea diverselor operații tehnologice, de cel al auxiliarelor criogenice, al izolării termice etc.

Prime evaluări duc la concluzia că, în cazul soluției folosirii aluminiului ca material conductor și a hidrogenului lichid ca fluid de răcire, prețul materialelor de bază va rezulta de același ordin de mărime ca și cel al materialelor folosite în prezent în construcția de mașini electrice. În schimb, prețul auxiliarelor criogenice și cel al automatizării procesului de fabricație par să fie suficient de reduse numai la puteri foarte mari.

În ceea ce privește economicitatea criomașinilor sub aspectul energetic, studiile teoretice și experimentale pe modele (deocamdată doar transformatoare) arată că [7], [9] într-adevăr pierderile — incluzînd în ele și puterea consumată de elementele de răcire — sînt mult mai reduse decît cele ale mașinilor de construcție obișnuită.

În ansamblu se apreciază că criomașinile electrice vor reprezenta soluții mai ieftine decît mașinile clasice la puteri superioare celei de 100 MVA. Tehnica criomașinilor pare deci să se preteze în domeniul puterilor mari și al ansamblurilor complexe : centrale termice de mare putere, stații de transformare de mare putere, prevăzîndu-se, eventual, un sistem de răcire unic, care să distribuie fluidul criogenic la un număr oarecare de criotransformatoare și criogeneratoare.

Bibliografie

[1] *Broniewski, B.* Une étape dans la conception de la machine électrique : la cryomachine. In : R.G.E., t. **74**, nr. 6, 1965, p. 530 — 532.

[2] *Burnier, P.* și *Laurenceau, P.* Fondaments physiques et intéret des cryomachines. In : R.G.E., t. **74**, nr. 6, 1965, p. 533—550.

[3] *Crussard, C.* Quelques idées fondamentales sur la conductibilité aux basses temperatures. In : R.G.E. t. **74**, nr. 6, 1965, p. 551—554.

[4] *Vachet, P.* și *Baumarin, J.* Emploi de l'aluminium raffiné dans les cryomachines. In : R.G.E. t. **74**, nr. 6, 1965, p. 555—560.

[5] *Vachet, P.* Le bérylium et les cryomachines. In : R.G.E. t. **74**, nr. 6, 1965, p. 561—566.

[6] *Burnier, P.* Domaines d'applications des cryomachines électriques : les turbo-alternateurs. In : R.G.E. t. **74**, nr. 7—8, 1965, p. 624—626.

[7] *Hochart, B.* Domaines d'applications des cryomachines électriques : les transformateurs. In : R.G.E. t. **74**, nr. 7—8, 1965, p. 626—628.

[8] *Vayson de Pradenne, H.* L'isolation électrique des cryomachines. La construction des modèles. In : R.G.E. t. **74**, nr. 7—8, 1965, p. 631—634.

[9] *Lehongre, S.* L'éxperimentation dans les études de cryomachines électriques. In : R.G.E. t. **74**, nr. 7—8, 1965, p. 634—638.

[10] *Broniewski, B. Burnier, P.* şi *Carbonell, E.* Quelques considerations sur l'intéret economique des cryomachines. In : R.G.E. t. **74**, nr. 7—8, 1965, p. 639—641.

[11] *Burnier, P.* Le cryotransformateur. In : R.G.E., nr. 10, 1965, p. 835—837.

[12] *Scheurer, F.* Réflexions sur les perspectives d'avenir des turbo-alternateurs. In : R.G.E. t. **74**, nr. 3, 1965, p. 253.

Intrat în redacţie la 26.III.1966

RECENZII

CZ 621.3.0 64.42·001.2.

G. Frind. **Constantele de timp ale arcurilor plate răcite prin conducţie termică** (Time constantd of flat arcs cooled by thermal conduction). IEEE Transact. Pow. App. & Syst., PAS-84, 12, dec 1965, p. 1125—1131.

Comportarea tranzitorie a arcurilor electrice a primit o primă clasificare principială prin ipotezele şi calculele lui A. M. Cassie şi P. Mayr. Mai ales, acesta din urmă a reuşit să exprime legătura strînsă şi balanţa dintre energia electrică introdusă în cea termică disipată de arc, luînd în considerare şi capacitatea termică a arcului. După încercările lui T. E. Browne jr. de a introduce, pe aceeaşi cale, o nouă ipoteză privind relaţia dintre conductibilitatea electrică şi termică a arcului, şcoala lui E. Marx a adăugat noi contribuţii experimentale la studiul fazei tranzitorii, cu scopul de a clarifica faza de strîngere a arcului în întreruptoare de putere. Autorul prezentei extinderi a teoriei aplicate la problema arcului liniar (nu cilindric) parvine din aceeaşi şcoală, cu toate că lucrează de cîţiva ani în S.U.A. Restrîngerea la modelul liniar se motivează prin simplitatea tratării matematice şi uşurinţa reproducerii experimentale, ceea ce oferă o verificare mai uşoară a ipotezelor simplificatoare. Perioada studiată este cea imediată după trecerea prin zero a curentului, cea a redobîndirii rigidităţii dielectrice a spaţiului de arc, de care depinde stingerea definitivă a arcului în întreruptoare de curent alternativ.

Arcul se propune a avea secţiune dreptunghiulară de lăţime oarecare şi cedarea de căldură se face prin atingerea unor pereţi plan paraleli. Ecuaţia de echilibru energetic staţionar se stabileşte între densitatea de energie electrică înmagazinată şi căldura cedată prin conductibilitatea termică k a pereţilor paraleli. Ca parametru termic se consideră potenţialul fluxului termic :

$$S = \int_0^T k \, \mathrm{d}T, \tag{1}$$

ceea ce simplifică ecuaţia diferenţială a echilibrului staţionar la :

$$\gamma E^2 + \nabla^2 S = 0. \tag{2}$$

Relaţia complicată dintre conductibilitatea plasmei γ şi densitatea fluxului termic se aproximează prin :

$$\gamma = B(S - S_1), \tag{3}$$

ceea ce împarte spaţiul de arc într-o zonă conductoare $S_0 < S < S_1$ şi una neconductoare $0 \leqslant S < S_1$ apropiată pereţilor. Soluţia problemei staţionare se deduce a fi :

$$S = (S_1 + S_0 - S_1) \cos\left(\frac{\pi x}{2x_0}\right) \tag{4}$$

pentru zona conductoare a arcului. Limitele acestei zone se deduc a fi la distanţa :

$$2x_0 = \frac{d}{1 + [S_1/(S_0 - S_1)]\,\pi/2} \tag{5}$$

în relaţie simplă de S şi nu mult mai mică de distanţa d între plăci, dacă $S_1 \gg (S_0 - S_1)$.

Faza tranzitorie se analizează cu neglijarea termenului convenţiei din balanţa energetică şi presupunînd încetarea completă a aportului de energie electrică, ceea ce duce la ecuaţia tip Fourier :

$$\nabla (k \nabla \Delta T) = \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t}, \text{ respectiv } a \frac{\partial^2 S}{\partial x^2} = \frac{\partial S}{\partial t}, \tag{6}$$

unde $a = k/\rho c_p$ este difuzivitatea termică a plasmei. Considerînd-o constantă (ceea ce este valabil numai în limite înguste ale temperaturii !) rezultă, în condiţiile presupuse, soluţia tranzitorie :

$$S = S_1 + (S_0 - S_1) \cos\left(\frac{\pi x}{2_{x0}}\right) \exp(-t/\tau), \tag{7}$$

unde constanta de timp :

$$\tau = 4x_0^2/(\pi^2 a) \tag{8}$$

apare proporţională cu pătratul lungimii zonei conductoare şi invers proporţională cu conductibilitatea termică a arcului, iar ca mărime de 2,35 ori mai mare decît constanta de timp a unui arc cilindric echivalent.

Autorul încearcă să verifice, prin experimente asupţiunile făcute, mai ales relaţia (8), utilizînd o relaţie rezultată din teoria lui O. Mayer, după care vîrful tensiunii arcului înainte şi după trecerea curentului prin zero apare la intervalul de timp $t_1 = \sqrt{2} \cdot \tau$.

Încercările s-au făcut trecînd un arc de 1 kW la frecvenţa 2 000 Hz printre două plăci plan paralele la distanţa d, considerată egală cu 2 x_0 şi evitîndu-se, pe cît se putea, contaminarea arcului prin vapori ai electrozilor. Ca rezultat s-a obţinut o dependenţă $\tau \alpha\, d^{2,5}$ în loc de d^2 pentru plaja $d =$ $= 0{,}2 - 2$ mm, constantele de timp variind între $\tau = 0$, 1, şi 10 μs.

Rezultatele sînt de mare importanţă din cauza valorii cu o ordine de mărime mai mică a constantei de timp decît a celei găsite în întreruptoarele de putere cele mai moderne. De aici ar putea să rezulte sugestii pentru îmbunătăţirea întreruptoarelor, despre care nu se vorbeşte nimic în lucrare.

Cele 32 de referinţe bibliografice sînt foarte utile pentru cercetarea în continuare a problemelor.

Contribuţiile din discuţii sînt, de asemenea, importante. K. Zückler de la Siemens indică o cale pentru soluţionarea problemei în cazul cilindric. Se arată că dacă r_0 (x_0) descreşte, temperatura în axul arcului T_a creşte şi constanţa de timp τ devine mai mică decît rezultă din relaţia $\tau \alpha x^2_0$ cu ipoteza a = const., deci părerea autorului, că exponentul 2,5 în loc de 2 se datoreşte variaţiei difuzivităţii cu temperatura, este justificată.

T. E. Browne jr. de la Westinghouse arată că el şi P. Strom au obţinut constante de timp cu o ordine de mărime mai mare utilizînd tot electrozi de grafit spre a nu contamina arcul cu vapori metalici. Cauza pare a fi frecvenţa mult mai joasă utilizată, ceea ce condiţiona o durată mai mare a arcului şi intervenţia pereţilor într-un sens de a modifica esenţial condiţiile de limită presupuse de autor şi explică insensibilitatea performanţelor întreruptoarelor în aer cu suflaj magnetic la variaţiile pantei tensiunii de revenire sau a frecvenţei naturale a reţelei.

În răspuns, autorul consideră că în experienţele Browne-Strom valoarea constantei de timp a fost influenţată de existenţa vaporilor metalici.

Ne putem pune întrebarea, pe drept cuvînt, dacă întreruptoarele de putere cu suflaj magnetic nu s-ar putea îmbunătăţi considrabil dacă arcul de întreruprere s-ar aprinde direct pe electrozi de grafit?

Iată ce sugestii importante şi de mare utilitate poate face oricine din analiza cîte unei lucrări de cercetare într-un domeniu atît de căutat şi totuşi încă insuficient explorat. Nu putem să recomandăm suficient de insistent cercetătorilor şi proiectanţilor noştri să examineze astfel de lucrări şi să înveţe din ele cum trebuie îmbinată cercetarea fundamentală cu cea experimentală şi cum să le orienteze ambele spre obiective care privesc ridicarea nivelului tehnic al produselor industriale, cu consecinţe economice importante (întreruptoarele sînt pe de o parte, elementele cele mai costisitoare ale oricărei staţii!).

Acad. dr. doc. şt. *A. Avramescu*

CZ 621.313.3.011.1

I. B. Danilevici, V. V. Dombrovsci şi I. I. Kazovski. **Parametrii maşinilor electrice de curent alternativ.** Moscova-Leningrad, Editura Nauka, 1965.

Cartea recenzată reprezintă, în bună parte, rodul cercetărilor efectuate în acest domeniu în ultimii ani la Institutul de electromecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. şi al Comitetului de stat pentru electrotehnică de pe lîngă Comitetul de Stat pentru Planificare al U.R.S.S. Conţinutul este repartizat în XVI capitole.

Capitolul I este consacrat trecerii în revistă a revoluţiei concepţiei diverşilor parametri, metodelor de calcul şi determinare experimentală a acestora. Influenţa parametrilor maşinilor electrice de curent alternativ asupra regimurilor de funcţionare a acestora, cum sînt: curenţii tranzitorii, cuplul electromagnetic, supratensiunile, cum şi influenţa asupra preţului de cost al maşinii constituie conţinutul capitolului al II-lea.

Repartiţia cîmpului electromagnetic în întrefierul maşinii şi în zonele fluxurilor de scăpări este examinată în capitolul al III-lea. În capitolul al IV-lea se stabilesc ecuaţiile de tensiuni ale maşinii asincrone în sistemul de coordonate α_γ, β_γ (fără a se preciza acest lucru), schemele electrice echivalente pentru regimul permanent de funcţionare, ecuaţiile de tensiuni ale maşinii sincrone cu poli aparenţi şi sistemul d, q de coordonate şi schemele electrice echivalente complete şi incomplete pentru această maşină.

Capitolele V, VI, VII şi VIII sînt destinate calculului inductivităţilor de scăpări ale înfăşurărilor statorului maşinilor de curent alternativ, inductivităţilor mutuale şi ciclice, rezistenţelor şi constantelor de timp.

În capitolul al IX-lea se analizează influenţa refulării curentului în înfăşurările maşinilor, iar în capitolul al X-lea se examinează influenţa pierderilor suplimentare asupra parametrilor maşinilor sincrone. Influenţa saturaţiei asupra parametrilor maşinii sincrone este analizată în capitolul al XI-lea.

În capitolul al XII-lea sînt expuse legăturile dintre caracteristicile de frecvenţă şi comportarea maşinii, luarea în considerare a saturaţiei cu ajutorul acestora, cum şi determinarea caracteristicilor de pornire a motoarelor sincrone. Capitolul al XIII-lea este consacrat calculului reactanţelor şi rezistenţelor de succesiune nulă. Capitolul al XIV-lea stabileşte schemele electrice echivalente şi parametrii ce caracterizează procesele tranzitorii care apar în cazul scurtcircuitelor interne ale maşinii.

Capitolul al XV-lea constituie o trecere sumară în revistă a metodelor clasice de determinare experimentală, iar capitolul al XVI-lea intitulat „Noi metode de determinare experimentală a parametrilor maşinii" cuprinde expunerea metodelor de determinare experimentală a caracteristicilor de frecvenţă.

În concluzie, lucrarea recenzată aduce o notă de prospeţime în examinarea problemelor abordate, prezintă material inedit şi constituie un îndreptar valoros în rezolvarea problemelor de calcul şi determinare a parametrilor maşinilor de curent alternativ, în lumina proceselor complexe electromagnetice şi a condiţiilor impuse funcţionării acestor maşini în sistemele energetice.

V. N. Nedelcu

CZ 621.316.923.2.064.32

H. W. Mikulecky. **Fuzibil limitator de curent cu posibilitate de întrerupere în întregul domeniu** (Current-limiting fuse with full-range clearing ability). In: IEEE Transact. Pow App. Systems v. PAS — **84**, nr. 12, dec. 1965, p. 1107 — 1116, 8 fig., 2, tab., 5 + 7 ref. bibl.

Se întîmplă rar ca într-o comunicare tehnico-ştiinţifică privind o soluţie nouă, care presupune cercetări în adîncime şi verificări experimentale în condiţii variate, să se atingă şi să se discute în observaţii şi în răspunsul autorului un număr atît de mare de probleme acoperind aproape întreg domeniul în care s-a efectuat cercetarea. Ce nu a spus autorul despre dificultăţile cunoscute ale siguraţelor limitatoare de curent de a întrerupe curenţii de suprasarcină şi despre fenomenele ce apar în cursul topirii şi arderii în arc a fuzibilului, au completat specialiştii (uneori din concurenţă) în contribuţiile lor la discuţii. Cu toate că amănuntele nu pot interesa decît pe cîţiva cercetători din ţara noastră, care se străduiesc să cerceteze şi să dezvolte siguranţe cu mare capacitate de rupere (care să întrerupă însă şi curenţii de suprasarcină), totuşi nu pot renunţa la comentarea acestei remarcabile lucrări pentru că ea este totuşi foarte instructivă pentru inginerii care proiectează şi exploatează instalaţii electroenergetice. *O scurtă redare a fenomenelor principale* care apar în cursul întreruperii unui fuzibil înconjurat de un mediu de răcire grăunţos (nisip de cuarţ, punct de topire circa 1 400°C) deosebeşte de la început funcţionarea la suprasarcini moderate şi la curenţi de scurtcircuit mari, şi insistă asupra formării „fulguritei", adică a „omizii" din cuarţ topit în jurul conductorului metalic. Fracţionarea lui la curenţi mari în scurte porţinui întrerupte de arcuri, descoperită de I. Wrana în disertaţia sa (T. H. Dresden 1938) se consideră atît de cunoscută încît autorul nu se mai aminteşte, aşa cum se face cu Matcalf care a inventat picătura de metal de la mijlocul firului fuzibil care, la suprasarcini se amalgamează cu acesta producînd un amestec cu un punct de topire la o temperatură de numai 200—250°C („efectul M").

Autorul arată că, pentru ca arcul, format din unirea pe toată lungimea fuzibilului a mărgelelor de arc să fie stins, este necesar ca tensiunea de-a lungul lui să întreacă tensiunea la borne, dar omite să precizeze că aceasta se produce tocmai prin răcirea eficace a coloanei de arc şi a vaporilor metalici de către masa cuarţoasă, printr-un efect paradoxal şi totuşi perfect real, că anume arcul răcit îşi ridică „autonom" temperatura în ax, efect care stă, de fapt, la baza funcţionării întreruptoarelor de putere. Un alt paradox se discută în schimb pe larg pe baza unei figuri intuitive, anume că energia eliberată şi deci solicitarea termică a unui fuzibil nu devine maximă o dată cu capacitatea de rupere, ci că *există o zonă critică* a acesteia la valori intermediare ale multiplului curentului nominal, care la „dezvoltare" trebuie descoperită prin încercări.

Încercările numeroase efectuate cu curenți de suprasarcină, cu și fără suporturi (gazogene sau nu), au arătat că secțiunea „fulguritei" este invers proporțională cu gradientul de tensiune pe lungimea firului, că valorile crescînde ale gradientului *la capetele omizii* duc la străpungerea gazelor calde după trecere printr-un zero a curentului, iar solicitarea prin cîmp deplasează picioarele arcului spre centru. Dacă „omida" devine suficient de lungă, rezistența ei împiedică curgerea unui curent „post arc" prin ea și străpungerea gazelor nu mai poate să apară la capetele omizii. La curenți de suprasarcină, întregul mediu adiacent fuzibilului este preîncălzit și o verificare prematură răpește nisipului capacitatea mare de răcire, astfel că paradoxal iarăși — fuzibilul nu funcționează reglementar, tubul se sparge sau se produc avarii și mai grave. Măsuri de îmbunătățire ca : a) aplicarea efectului *M*, adică amalgamizarea centrală și b) utilizarea a 2—4 fire în paralel, ceea ce reduce întreaga energie divizată pînă la întrerupere, nu sînt suficiente la tensiuni peste 3 kV. Autorul a propus *utilizarea unor suporturi gazogene* speciale din poliester întărit cu fibre din sticlă și un adaos „antitrack" care asigură o rigiditate dielectrică superficială și în masă suficientă. Gazele eliberate la încălzirea firului adiacent contribuie la „suflarea" și răcirea arcului.

La curenți nominali mai mari, firul rotund se înlocuiește preferabil cu benzi din argint. Cercetări efectuate au indicat necesitatea ca arcul să fie amorsat și la curenți mai mari în mai multe locuri de-a lungul fuzibilului. Autorul a dezvoltat *un fuzibil complex* care răspunde acestei cerințe. Se practică, pe de o parte, strangulări de-a lungul fuzibilului, pe de altă parte se dispune un fir auxiliar înfășurat în paralel pe jumătatea centrală a fuzibilului și continuat pînă la electrozi cu firul de semnalizare. La capetele firului auxiliar există eclatori spre conductorul fuzibil principal care se străpung, după topirea în centru a acestuia, datorită efectului *M*. Firul auxiliar este apoi topit și evaporat, după care o reaprindere nu mai este posibilă decît prin arcuri care leagă cele trei porțiuni ale fuzibilului principal. Această funcționare complicată pare să se realizeze la suprasarcini critice, astfel că noua serie de fuzibile se garantează în întreaga plajă, de curenți, indiferent de metoda de verificare.

La discuții, un reprezentant al unei rețele atrage atenția asupra altor dificultăți care au apărut la siguranțele limitatoare pentru protecția transformatoarelor de tensiune în gama 13—23 kV, și anume : 1) producerea de supratensiuni de deconectare de 3—5 ori tensiunea nominală ; 2) eliminarea grea a higroscopiei interiorului ; 3) necesitatea unui control de calitate sever și 4) necesitatea unei metode standard de încercare. Altul din concurență a criticat aplicarea suporturilor gazogene pentru suprasarcini, deoarece la curenți mari tubul poate plesni. Al treilea cere oscilograma spre a putea verifica performanțele la diferiți curenți și observă că efectul *M* se poate deranja dacă fuzibilul a suferit cîteva șocuri de curenți mari fără a se arde. Autorul a răspuns satisfăcător la aproape toate observațiile și a asigurat că garanțiile producătorului sînt concrete și tubul nu plesnește.

Valoarea lucrării se datorește nu numai momentului euristic, ci și variatelor aspecte principiale sau din experiență care permit o întregire a cunoștințelor asupra construcției și funcționării siguranțelor fuzibile de medie tensiune.

Acad. dr. doc. șt. *A. Avramescu*

CZ 621.318.22.538.221:669.14.018.582

S. Cedighian. **Ferite**. Editura tehnică, 1966, 506 pag., 315 fig., 80 tab.

Impresionantul progres tehnic înregistrat în ultimile două decenii în domeniul electrotehnicii, electronicii și automatizării este asociat și de elaborarea și utilizarea noilor materiale oxidice magnetice „feritele".

Răspunzînd unor cerințe impuse de dezvoltarea continuă a industriei, lucrarea recenzată completează un gol care se făcea de mult simțit în literatura de specialitate de la noi.

Această lucrare se adresează inginerilor și tehnicienilor din ramurile industriale care se ocupă de problemele de automatizare, electronică, electrotehnică, atît pentru cei din producție, cît și celor din institute de cercetări, proiectări și din institutele de învățămînt superior, fiind o sinteză complexă, la un nivel tehnic și științific superior, a cunoștințelor în domeniul feritelor.

Problemele abordate de către autor, în această lucrare, sînt prezentate în 7 capitole, conținînd proprietățile feritelor și fenomenele care le influențează, sisteme de ferite cum și aplicațiile feritelor, proiectarea pieselor și a circuitelor, de unde rezultă diversitatea de specialiști care vor fi interesați în studierea acestora.

Astfel în cadrul capitolului 1 se prezintă aspectele generale ale fenomenelor magnetice în materie, tratînd în mod succint clasificarea materialelor din punct de vedere magnetic și teoria diamagnetismului, paramagnetismului, fero și ferimagnetismului.

Capitolul 2, intitulat „Proprietățile generale ale feritelor" tratează : structura cristalină, anizotropiile magnetice ale feritelor, procese de magnetizare în ferite, permeabilitatea inițială a feritelor, cîmpul coercitiv al monodomeniilor și dinamica proceselor de magnetizare.

„Proprietățile electrice ale feritelor" sînt prezentate în capitolul 3.

Capitolul 4 „Pierderi în ferite" conține date referitoare la : rezonanță feromagnetică, pierderi histerezis, pierderi în curenți turbionari și postacțiunea magnetică, precum și pierderile totale în ferite.

Dintre parametrii de acționare și factorii exteriori care influențează proprietățile feritelor sînt citate în cadrul capitolului 5 următoarele :

— efectul amplitudinii cîmpului magnetic aplicat ;
— dependența de frecvență a proceselor de magnetizare ;
— variația cu temperatura a magnetizării de saturație, a anizotropiei magnetice, a permeabilității inițiale și a ciclului de histerezis ;
— dezacomodarea și
— efectul radiațiilor asupra feritelor.

În continuare, în capitolul 6, sînt prezentate cele mai variate și moderne sisteme de ferite care au căpătat o dezvoltare mai mare în ultimii ani, găsind o aplicare largă în tehnica avansată, grupate pe baza proprietăților lor fundamentale, și anume :

— materiale de înaltă permeabilitate pe bază de ferite de mangan-zinc și nichel-zinc ;
— ferite pentru frecvențe înalte sau cu proprietăți speciale (perminvar, magnetostrictive) ;
— ferite magnetic dure.

Capitolul 7 care constituie 60% din volumul lucrării este destinat aplicațiilor feritelor, proiectării pieselor și circuitelor, constituind un material valoros pentru cei care utilizează sau vor utiliza feritele, deoarece aplicabilitatea acestor materiale, impusă de tehnica cea mai avansată, este mereu crescîndă.

Astfel, pot fi citate :

— aplicațiile feritelor în industria de radioreceptoare și televiziune ;
— aplicațiile feritelor în microunde ;
— aplicații diverse ale feritelor magnetice moi (traductoare magnetostrictive etc.) ;
— înregistrare magnetică, filtre antiparazitare și bobine de șoc de înaltă frecvență ;
— aplicații în telecomunicații și automatizări, descriind pe larg bobinele de inductanță cu miez oală de ferită, bobine de pupinizare, filtre pentru telecomunicații și automatizări, matrice de memorie pentru mașini electronice de calcul, registre magnetice cu ferite, circuite logice magnetice și transformatoare de impuls cu ferite, și
— aplicațiie magneților permanenți din ferite conținînd și elemente de proiectare a sistemelor cu magneți permanenți.

Remarcînd încă o dată valoarea lucrării și utilitatea ei, trebuie să menționăm totuși că unor probleme cum ar fi „Dezacomodarea feritelor" din cadrul capitolului 5 și „Aplicațiile feritelor în microunde", din cadrul capitolului 7, ar fi fost util să li se fi acordat o atenție mai mare.

De asemenea, ar fi fost oportună și dezvoltarea unui capitol cu considerații de ordin tehnologic, cunoscînd faptul că exigența calității acestor produse pretinde aplicarea unor procedee tehnologice noi, moderne, precum și metode complexe de control, atît în fabricația pieselor de ferită, cît și în întreprinderile care folosesc aceste piese ca subansamble.

Considerînd lucrarea ca fiind foarte valoroasă şi oportună, apariţia ei va facilita specialiştilor care o vor consulta aprofundarea problemelor ce-i interesează în mod special, avînd la dispoziţie, după fiecare capitol, un vast şi actual material bibliografic însumînd un total de 309 indicaţii din literatura de specialitate cu trimiteri în text.

Trebuie remarcat în mod favorabil şi felul îngrijit în care a înţeles colectivul de redacţie a lucrării să editeze prezenta carte, la un nivel grafic superior, cartea fiind în general îngrijit redactată şi tipărită.

Ing. *B. David*

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.04.001.2

Artanov, S. G. **Determinarea dimensiunilor optime ale maşinilor electrice** (Ob opredelenii optimalnîh razmerov electriceschîh maşin). In : Elektricestva, nr. 3, martie 1966, p. 13—18, 3 ref. bibl.

Încadrarea problemei se face arătîndu-se măsurile ce se pot lua în proiectare pentru a trece la determinarea dimensiunilor optime ale maşinilor electrice. Calculul efectuat se referă la determinarea, în principal, a dimensiunilor rotorului şi statorului, cum şi a întrefierului. Se stabilesc lăţimea dinţilor statorului şi rotorului şi diametrele interioare şi exterioare. Totodată se determină lungimea părţii active a maşinii electrice. Este de remarcat că se pleacă de la relaţiile de bază, care permit stabilirea principalelor dimensiuni ale maşinilor electrice şi prin derivare se obţin expresii care duc la soluţia optimă.

Expresiile obţinute au, în general, forme simple şi uşor de aplicat în practică la proiectarea unor tipuri de maşini electrice. La stabilirea soluţiei optime se are în vedere ca pierderile în maşina electrică să devină minime, ceea ce atrage după sine şi dimensionarea corespunzătoare a calităţii izolaţiei. În încheiere se fac o serie de consideraţii privitoare la variaţia preţului de cost al materialului folosit şi a pierderilor din maşină în funcţie de diametrul părţii active a maşinilor studiate.

A. C

CZ 621.313.13—048.2

Lutz, K. H. **Procedeul impregnării prin picurare** (Das Träufelverfahren). In : ETZ-B, nr. 1, 1966, p. 8 — 11, 6 fig., 1 tab.

Procedeul prevede ca bobinajul preîncălzit al unei maşini electrice să fie rotit cu axul înclinat şi în timpul acestei rotiri, materialul impregnat — în cazul acesta este vorba de răşină epoxidică rece, fără solvent, împreună cu un solidificator — să picure sau să curgă pe bobinaj, pătrunzînd prin izolaţie pînă la conductoare. Sistemul se aplică, în special, la rotoarele maşinilor, putînd fi utilizat însă şi la statoare în cazul maşinilor de inducţie trifazate sau monofazate. Materialul de impregnare are viscozitatea mierei, dar devine mai fluid în atingere cu bobinajul preîncălzit şi se repartizează uniform în diferitele ancoşe. După terminarea impregnării, axul de rotaţie este adus încet în poziţie orizontală ; în acest timp materialul de impregnare devine solid şi nu mai este lipicios. Încălzit apoi la 120—130°C, el se solidifică complet.

În locul preîncălzirii în cuptor a pieselor de impregnat (rotor sau stator), acestea se pot încălzi cu raze infraroşii sau prin alimentarea cu curent electric chiar în timpul rotirii. Solidificarea finală se produce însă numai în cuptor. Se discută avantajele şi dezavantajele diferitelor feluri de încălzire, recomandîndu-se cele mai bune materiale de înfăşurare (de izolare) ale capetelor bobinajelor, ca bumbacul şi ţesăturile impregnate cu fenol, care înlesnesc pătrunderea răşinii. Pentru alegerea în diferitele cazuri a celei mai avantajoase răşini se prezintă o tabelă cu datele cele mai importante: răşinile utilizate, solidificatorii corespunzători, timpul de gelificare şi de solidificare la diferite temperaturi, rezistenţe mecanice etc.

Pentru ieftinirea operaţiei de picurare se utilizează (numai la stator) un amestec al răşinii cu făină de cuarţ. Ca exemplu, autorul dă o reţetă pentru materialul de impregnare a unui stator. În încheiere se arătă avantajele acestui mod de impregnare (în special la rotor) faţă de impregnarea în vid cu lacuri conţinînd solvenţi. Cîteva fotografii evidenţiază diferenţa între cele două feluri de impregnări.

Gh. C.

CZ 621.313.33.045.53 :621.3.016.313

Battersby, G. A. **Analiza bobinajelor asimetrice ale motorului de inducţie** (Analysis of asymmetrical induction-motor winding). In : Proc. I.E.E., **112**, nr. 11, nov 1965, p. 2067 — 2073, 3 fig.

În ultimii ani s-au construit diferite tipuri de motoare de inducţie cu mai multe viteze şi cu un singur bobinaj statoric, la care au trebuit să fie acceptate anumite disimetrii în bobinaj. Se analizează astfel de bobinaje luînd ca referinţă tensiunea aplicată. Se stabileşte criteriul necesar pentru a forma bobinaje asimetrice, care să absoarbă curenţii echilibraţi. Se dă o atenţie specială bobinajelor cu modulare în amplitudine a polilor, în care două faze sînt asemenea, şi simetrice faţă de a treia. Bobinajele conectate în stea şi cele conectate în triunghi trebuie considerate separat. Cele din urmă sînt mult mai greu de analizat, dar se constată că atunci cînd dezechilibrul nu este prea mare, criteriile stabilite pentru bobinajele conectate în stea se pot aplica şi bobinajelor legate în triunghi. Se relatează încercări făcute pe motoare cu astfel de bobinaje şi se arată că între rezultatele de calcul şi datele măsurate există o mulţumitoare concordanţă. Totuşi, rezultatele sînt mai puţin exacte în cazul bobinajelor conectate în triunghi.

H. A.

CZ 621.313.333.045.59.001.24

Ivanova, G. V. **Calculul motoarelor asinerone cu două înfăşurări nesimetrice pe stator.** (Rasceot asincronîh dvigatelei s dvumea nesimetricinîmi obmotcami na statore). In : Elektricestvo, nr. 3, martie 1966, p. 26—33, 2 fig., 10 ref. bibl.

După prezentarea pe scurt a metodelor de calcul folosite în literatura se scot în evidenţă premisele noului calcul propus pentru calculul motoarelor asincrone cu două înfăşurări nesimetrice pe stator. Astfel, se scriu curenţii ţinîndu-se seamă de componenţa cîmpurilor de secvenţă directă şi inversă şi se obţin, pe baza unor scheme principiale, relaţii simple de calcul. Se înlocuieşte apoi rotorul real cu unul echivalent bifazat. Se calculează tensiunile electromotoare, dîndu-se expresii în complex relativ simplificate. După scrierea sistemului de tensiuni, prin aplicarea noului procedeu, se trece la scrierea ecuaţiilor de funcţionare a unor asemenea maşini. Pe baza schemelor echivalente de calcul şi, folosin-

du-se o serie de relaţii scrise în complex pentru reactanţele maşinilor, se poate scrie expresia curenţilor absorbiţi, ţinîndu-se seamă de întreaga gamă a parametrilor care intervin. Exemplul de calcul efectuat în anexă scoate în evidenţă atît modul de aplicare a reacţiilor obţinute, cît şi avantajele noului procedeu de calcul discutat.

A. C.

CZ 534.322.3 :621.313.13.047.3—181.4

Volkmann, W. **Despre comportarea acustică a periilor de cărbune la maşini mici** (Ueber das akustische Verhalten der Kohlebürsten bei Kleinmaschinen). In : ETZ-B, V, nr. 3, 1966, p. 82—93, 4 tab.

În mod normal, zgomotul periilor este acoperit de alte zgomote mai mari, cum ar fi cel al palierelor, ventilatoarelor etc. Analiza frecvenţei acestui zgomot arată că el cuprinde întreg domeniul auditiv şi că frecvenţele proprii ale periilor nu sînt favorizate. Vibraţiile se produc atît prin alunecarea periilor pe colector, cît şi prin lovirea periilor de marginea segmenţilor colectorului. Difuzarea zgomotului depinde şi de maşina cuplată prin flanşe cu maşina cu colector. Se cere un coeficient de frecare redus (între perie şi colector), cum şi o mare amortizare interioară acustică a materialului periilor, limitată, la rîndul ei, de rezistenţa mecanică a periei.

Se discută apoi zgomotele produse de faptul că colectorul nu este perfect rotund (lamele proeminente, montajul excentric, vibraţii ale colectorului etc.). Trei tabele conţin rezultatele obţinute cu colectoare, care — în scopul realizării experienţei — au fost prevăzute cu devieri de la cerc (şanţuri axiale, cu diferite profiluri), măsurîndu-se apoi zgomotele produse (în decibeli) cu „minifonul", un microfon anume construit. Uruitul periilor la colectoarele complet rotunde, se produce numai la maşinile mari, deoarece la cele mici scînteile existente întotdeauna între colector şi perie micşorează coeficientul de frecare. În sfîrşit, este tratat un anumit fluierat care intervine cîteodată la maşinile cu colector. Aici sînt presupuse două cauze : a) vibraţia proprie a periei la temperaturi ridicate ale colectorului şi sarcini de curent reduse — şi b) vîrtejuri de aer produse la trecerea periilor de pe un segment pe altul.

Gh. C.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.2.042.143 :621.3.045.53.001.2

Laubeac, T. **O metodă de optimizare a circuitelor magnetice şi a bobinajelor lor** (Une méthode d'optimisation des circuits magnétiques et de leurs bobinages). In : Rev. Gén. de l'Électr. tom. **75**, nr. 2, feb. 1966, p. 161—164, 3 fig., 9 ref. bibl.

Pentru optimizarea circuitului magnetic şi a bobinajelor unui transformator se rezolvă o problemă care cuprinde şase variabile. După ce se arată criteriile de dimensionare a unui circuit magnetic, se precizează că aspectul nou luat în considerare îl constituie includerea în problemă şi a bobinajelor. Se fac consideraţii asupra parametrilor caracteristici şi asupra condiţiilor de optimizare. După alegerea dimensiunilor unor aparate în mai multe variante, se arată că este necesar calcularea cheltuielilor totale şi derivarea lor în funcţie de puterea transformatorului. Dimensiunile optime corespund cheltuielilor minime. Deşi se dau relaţiile de bază pentru o calculaţie analitică, se preferă a se studia problema grafic. Astfel, se determină domeniul în care preţurile aparatelor coincid. De aici rezultă volumul util pentru un circuit magnetic la un preţ dat. Se trasează curba limită peste care nu se pot construi aparate optime dacă nu se respectă condiţiile de preţ şi volum util pentru circuitul magnetic şi bobinajul respectiv. Se discută apoi condiţiile ca un aparat să corespundă unor condiţii de optimum, în general, şi pentru o inducţie constantă, în special. În concluzii se precizează condiţiile impuse de : raportul volumului de fier şi cupru, de secţiunea maximă a circuitului fluxului magnetic şi a curentului electric şi de maximum produsului dintre flux şi curent.

A. C.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice*

CZ 621.315.28.024.1 :621.3.027.8

Oudin, J. M. şi Fallou, M. **Studiul şi dezvoltarea cablurilor de curent continuu** (Étude et développement des câbles à courant continu). In : Rev. Gén. de l'Électr., tom. **75**, nr. 2, feb 1966, p. 257—263, 6 fig., 6 ref. bibl.

Studiile asupra cablurilor de curent continuu s-au intensificat după 1958, datorită problemelor ivite la realizarea liniilor electrice subfluviale Franţa-Anglia (în 1961) la 100 kV ce transportau 160 MVA şi cablul Sardinia-Italia la 200 kV cu S = 300 MWA (terminat în 1965). Se precizează comportarea cablurilor instalate atît din punct de vedere mecanic, cît şi din punct de vedere electric. Principalele probleme dezvoltate în articol se referă la : — fenomene de polarizare şi de conducţie ; — calculul gradientului de potenţial ; — studiul rigidităţii dielectrice în cazul aplicării gradientului termic pe izolaţia cablului ; — influenţa temperaturii mediului asupra izolaţiei cablului ; — diferite tipuri de cabluri submarine în curent continuu.

Caracteristicile celor două cabluri submarine sînt : U = =100 kV ; I=800 A ; s=344 mm² ; diametrul exterior 71 mm ; greutatea 17 kg/m pentru cablul instalat între Franţa şi Anglia şi U = 200 kV ; I = 750 A ; s = 420 mm² ; diametrul exterior 84 mm ; greutatea 21 kg/m. Încercările experimentale efectuate permit stabilirea unor anumite tipuri de cablu-submarine pentru liniile de înaltă tensiune.

A. C.

CZ 621.315.553 :546.682

Poulain, T. şi Robert, I. **Proprietăţile şi aplicaţiile în electrotehnică a aliajului cu indiu** (Propriétés et applications à l'électrotehnique des amalgames d'indium). In : Rev. Gén. Électr. tom. **75**, nr. 2, febr 1966, p. 240—244, 5 fig., 8 ref. bibl.

După o succintă prezentare în care se formulează problema, arătîndu-se cauzele care au determinat studierea introducerii în electrotehnică a aliajului cu indiu, se studiază contactele electrice care se pot realiza, plecîndu-se de la diverse emulsii. În cazul folosirii diverselor amalgame sub formă de emulsii cu un conţinut diferit de indiu cuprins între 15 şi 45%, se obţin rezultate interesante din punct de vedere practic.

Dacă procentul de indiu (In) în amalgamul iniţial este sub 15%, atunci desorbţia se face în 300 h, în cazul emulsionării sub oxigen ; în 2 h la emulsionarea sub aer şi într-un timp foarte scurt la emulsionarea sub azot. Cînd procentul de indiu creşte între 15 şi 45%, viscozitatea emulsiei creşte şi după 50 h de rotaţie la 6 000 rot/min vîna lichidă se desparte în două : o parte rămîne imobilizată, iar cealaltă se roteşte împreună cu rotorul maşinii. Spre deosebire de emulsionarea sub oxigen, cea sub aer duce la o desorbţie după 5 h la 6 000 rot/min.

Pentru orientare se dă varianta densităţii compoziţiei folosite pentru amalgam în funcţie de timpul de baleiaj sau de emulsionare.

Se studiază şi contacte electrice plecînd de la compoziţia (HgIn). Se calculează parametrii fizici în întrefierul magnetic şi se dau relaţii de calcul pentru viteza emulsiei în întrefier. Experienţele au fost făcute pe o maşină homopolară de tip Faraday, la care rotorul este complet scufundat într-un aliaj lichid conductor. Această vînă de lichid este antrenată de rotorul maşinii la turaţii foarte mari. Soluţiile propuse şi discutate în articol urmăresc obţinerea unui material de contact corespunzător cu proprietăţi adecvate. Problema contactelor electrice glisante realizate cu ajutorul unui strat metalic are diverse aplicaţii în electrotehnică, ceea ce determină pe autori să arate experienţele făcute cu aliajul (HgIn) pe diverse prototipuri de maşini electrice noi.

Astfel, se menţionează că încercările de laborator au permis ca prin folosirea unor emulsii (HgIn), să se obţină pentru 20 000 rot/min o tensiune de 4 V şi o putere de 12 000 W.

A. C.

CZ 621.316.5 ***Deschiderea şi închiderea circuitelor. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor***

CZ 621.316.542.9 :621.316.969

P e n n i s i, G. **O barieră electronică pentru maşinile-unelte** (Une barrière électronique pour machines outils). In : Électronique Industrielle **87**, 1965, p. 423, 3 fig.

Se prezintă un dispozitiv compus dintr-un cap fotoelectric, o oglindă reflectoare şi un sistem de amplificare, care acţionează un releu de protecţie excitat cu un curent constant în timpul funcţionării maşinii-unelte protejate.

Dacă în timpul funcţionării, fasciculul de raze luminoase este interceptat, releul de protecţie opreşte maşina. Dispozitivul este proiectat ca să reziste la şocuri şi vibraţii şi poate fi folosit atît pentru protecţia muncii, cît şi pentru acţionarea comenzilor maşinii-unelte de la distanţa de 3 m.

V. L.

CZ 621.316.57 :311.214

M e y e r, H. **Siguranţa în funcţionare a contactoarelor electrice** (Zuverlässigkeit elektrischen Steuer schütze). In : ETZ-B, nr. 3, 1966, p. 77—81, 3 fig., 2 scheme, 3 grafice,. 1 tab.

Articolul începe prin definirea siguranţei în funcţionare (exprimată în procente) ca fiind probabilitatea cu care o anumită funcţionare poate fi aşteptată într-o anmită perioadă de timp, respectiv (la întreruptoare) după un anumit număr de conectări şi deconectări. Motivele nefuncţionării sînt fie uzura contactelor provenită din arcul electric, fie uzura mecanismului învechit. Autorul dă explicaţii privind nefuncţionarea : a) după punerea în funcţiune ; b) în timpul serviciului (durata cea mai mare) şi c) după învechirea aparatului. Referitor la uzura contactelor se arată într-un grafic cum — pentru diferite modele de contactoare — durata de funcţionare scade o dată cu creşterea curentului de regim.

Durata de funcţionare a mecanismului unui contactor depinde aproape exclusiv de uzură. În baza unei experienţe cu un anumit număr de contactoare se prezintă într-un grafic : numărul conductoarelor încă în funcţiune, al celor scoase din funcţiune, cum şi frecvenţa cazurilor de nefuncţionare, toate acestea în funcţie de numărul funcţionărilor (pînă la 20.10^6) trecute pe abscisa graficului.

Siguranţa funcţionării mai depinde de tensiunea cu care se lucrează (rolul depunerilor de praf etc. pe contacte !) şi de presiunea contactului. Şi pentru acest caz un grafic ne arată dependenţa nefuncţionărilor în funcţie de tensiune şi de presiunea contactului.

Pentru ridicarea apreciabilă a siguranţei în funcţionare există o metodă de largă utilizare, şi anume „redundanţa", care constă în utilizarea mai multor contacte în paralel. Principalele elemente care se iau în consideraţie la contactoarele motoarelor unui strung sînt date într-o tabelă conţinînd bilanţul siguranţei în funcţionare.

În încheiere, autorul demonstrează, cu ajutorul unei scheme electrice, că mijloacele discutate în articol au o deosebită importanţă şi în protecţia muncii, arătînd cum, în cazul unei defecţiuni, maşina se opreşte, dînd şi semnalul de alarmă.

Gh. C

CZ 621.32 ***Aparate pentru iluminat electrice***

CZ 621.325/327 :628.946.032.32

V a l l a t, A. şi G i s l a i s, **M. Iluminarea sălilor şi terenurilor de sport** (Éclairage des salles et terrains de sports). In : Rev. Gén. de l'Électr. tom **75**, nr. 2, feb 1966, p. 191, 4 fig.

Se examinează particularităţile surselor de iluminat folosite pentru iluminarea sălilor şi terenurilor de sport. Se prezintă caracteristicile principalelor tipuri de lămpi cu incandescenţă uzuală şi lămpi fluorescente cu descărcare în vapori de mercur. Prin comparaţie cu diverse nivele de iluminari în lucşi, realizate în unele ţări, se arată care trebuie să fie iluminarea optimă pentru un anumit tip de stadion. Se dau caracteristicile pilonilor de mare înălţime (18—25 m) şi a aparatelor adoptate la iluminare pentru iluminatul exterior. În privinţa iluminatului interior se studiază folosirea lămpilor cu fluorescenţă în locul celor cu incandescenţă, arătîndu-se avantajele şi dezavantajele folosirii sistemelor de iluminat preconizate. Problemele discutate prezintă interes, în special sub aspect practic — pentru că arată diverse moduri de realizare a iluminatului şi compară rezultatele obţinute în diverse ţări, aducîndu-se totodată în discuţie elementele de tehnică nouă în domeniul iluminatului interior şi exterior.

A. C.

CZ 621.327.42.011.1 :535.376

B a t a i l l e r, G. şi D u r a n d, S. **Caracteristicile electrice şi energetice ale celulelor electroluminescente cu ZnS(Cu)** Caractéristiques électriques et énergétiques de cellules électroluminescentes au ZnS(Cu). În : Rev. Gén. de l'Électr. tom. **75**, nr. 1, ian 1966, p. 85—94, 28 fig., 19 ref. bibl.

După prezentarea sumară a metodelor de măsurare a puterii medii în regim nesinusoidal se arată cum se pot folosi aceste metode în cazul determinării caracteristicilor electrice şi energetice a celulelor electroluminescente. Se prezintă schemele de principiu al unui wattmetru oscilografic şi al altor procedee de măsurare pentru determinarea puterii active absorbite a celulelor electroluminescente. Se analizează apoi variaţia caracteristicilor în funcţie de tensiunea de alimentare, frecvenţă şi temperatură. Curbele trasate arată variaţia elementelor din schemă, în funcţie de tensiune, variaţia unghiului de pierderi cînd variază tensiunea, variaţia factorului de putere cînd tensiunea de alimentare are diverse valori. Se mai prezintă sub formă de diagrame variaţia puterii absorbite, a luminescenţei, curbele luminescenţă-putere şi influenţa frecvenţei asupra tuturor elementelor din schemă şi a celorlalte caracteristici enumerate. O altă serie de curbe se referă la influenţa temperaturii asupra elementelor din schemă şi asupra mărimilor ce caracterizează celulele electroluminescente Zn S(Cu). Se arată şi o serie de posibilităţi practice de folosire a unor asemenea celule.

A. C.

CRONICĂ

CZ 061.3: 621.3 CEI

Reuniunea SC-31 — A și TC-31 a CEI

Între 9 și 17 mai 1966 a avut loc la Ottawa (Canada) reuniunea subcomitetului de studii SC-31 — A (carcase antideflagrante) și a comitetului de studii TC-31 (echipament electric destinat a funcționa în atmosfere explozive și cu pulberi inflamabile). La lucrări au participat 36 delegați reprezentînd 12 țări. Documentele prezentate de grupele de lucru, ca și comunicările și discuțiile purtate în ședințe au imprimat reuniunii un nivel tehnico-științific ridicat.

Bilanțul sumar al acestei reuniuni se prezintă astfel:

— s-au definitivat noile recomandări CEI pentru construcția carcaselor antideflagrante ale echipamentelor electrice, care vor înlocui actuala publicație 79/1957;

— s-a elaborat o recomandare CEI pentru încercarea carcaselor antideflagrante;

— s-au stabilit interstițiile de protecție pentru carcasele destinate a funcționa în medii cu hidrogen;

— s-au stabilit limitele de temperatură maximă a peretelui exterior al carcaselor;

— s-a stabilit un sistem de marcaj unitar CEI pentru toate tipurile de protecție antiexplozivă;

— s-a extins domeniul de lucru al TC-31 prin înființarea unui nou subcomitet SC-31 — H, care va studia echipamentele electrice destinate a funcționa în medii cu pulberi inflamabile și s-a hotărît abordarea clasificării încăperilor cu pericol de explozie în care se instalează echipamente electrice.

Un număr important de probleme teoretice și de normalizare privind funcționarea, construcția și încercarea de laborator a echipamentelor antiexplozive au fost dezbătute și s-au format următoarele grupe de lucru însărcinate cu pregătirea proiectelor de recomandare.

1. S-a format o grupă de lucru pentru cercetarea arcului electric în echipamentele anntideflagrante și transmiterea particulelor de metal incandescent în mediul exploziv, ca și pentru studiul deformării interstițiului de protecție în timpul încercărilor dinamice.

2. S-a format o grupă de lucru pentru studiul metodelor și aparatelor de încercare la șoc a detaliilor transparente și a altor materiale fragile, pentru toate tipurile de protecție antiexplozivă.

3. S-a stabilit ca în timp de un an să se prezinte propuneri de unificare a aparatului și metodei de determinare a interstițiului maxim experimental și de perfecționare a aparatului pentru determinarea temperaturii de aprindere a gazelor (revizuirea publicației 79 — 4/1966, cu luarea în considerare a DIN 51794). Cu această ocazie se va elabora și o clasificare CEI a gazelor și vaporilor explozivi în cele 6 grupe de aprindere stabilite la Ottawa.

4. S-a căzut de acord ca după încercările comparative ce urmează a se efectua în mai multe laboratoare, să se reconsidere propunerea de clasificare a gazelor în clase de explozie pe baza corelării între interstițiile de securitate și curenții minimi de inflamare, descoperită în laboratoarele britanice.

Din analiza prescripțiilor elaborate și a problemelor mai interesante puse în discuție relevăm pe scurt doar cîteva.

Interstițiile de protecție, în funcție de clasele de explozie și volumul carcasei, sînt identice sau foarte apropiate de cele uzuale în Republica Socialistă România (respectiv recomandarea C.A.E.R.). În ce privește clasele de explozie s-au stabilit următoarele:

— clasa I privește amestecul metan-aer din mine;

— clasa a II-a privește amestecurile explozive din industria chimică ș.a. și este subdivizată în trei grupe și anume II — A — grupa pentan II — B — grupa etilen, II—C—grupa hidrogen.

În baza rezultatelor statistice ale încercărilor efectuate în mai multe laboratoare s-a hotărît ca acetilena să nu fie încadrată în grupa II — C. Cu această excepție, restul gazelor uzuale se încadrează în clasele de explozie prevăzute de STAS 6789 — 63.

În ceea ce privește clasificarea gazelor în grupe de aprindere, deși nu s-a putut lua o hotărîre, prin contribuția TC-31 s-a reușit să se compare și să se publice rezultatele obținute în cîteva laboratoare cu mare experiență asupra unui șir important de gaze produse de industria chimică modernă (documentele 31/Secretariat /36 și 37).

În ceea ce privește limitele de temperatură maximă admisibilă a învelișului, după îndelungate dezbateri s-au adoptat 6 grupe de aprindere (marcate T_1 — T_6) cu următoarele valori: 85°C, 100°C, 135°C, 200°C, 300°C, 450°C, care diferă puțin de valorile uzuale în Republica Socialistă România (respectiv în recomandarea C.A.E.R.).

În ceea ce privește încercarea dinamică de omologare la explozie s-a admis că ea se va efectua la presiuni de 1,5 ori valoarea presiunii de referință care apare la efectuarea exploziei, dar nu mai mică de 3,5 bar, ceea ce simplifică metodica și instalațiile de încercare (Metoda precomprimării gazelor de încercare și folosirea adaosului de nitroceluloză urmăreau tocmai obținerea unor presiuni ridicate).

Valorile de 6—10 bar prevăzute în recomandarea C.A.E.R. și în prescripțiile noastre au fost considerate de participanți ca exagerat de mari; nu mai puțin însă, recomandarea CEI admite folosirea unor presiuni mai mari de 3,5 bar. În ceea ce privește gazele de încercare la explozie s-au admis numai amestecuri ale gazului respectiv cu aerul (conform tabelei 22 din recomandarea C.A.E.R.); comitetul de studii nu a avizat și folosirea amestecurilor de hidrogen — metan-aer în concentrații echivalente din punct de vedere incendiar, deoarece aceasta ar împiedica o comparație univocă a rezultatelor obținute.

Discuții interesante s-au purtat asupra metodelor de determinare a interstițiului maxim experimental și a bazei științifice de omologare a carcaselor antideflagrante. Întrucît nu s-a putut accepta unanim o probabilitate minimă de transmitere a exploziei în exploatare, nu s-a putut aprecia cu certitudine în ce măsură valoarea interstițiului maxim admisă de constructor (publicația 79 — 1) și încercările sintetice (la presiune ridicată, cu un amestec exploziv de anumită agresivitate, și repetarea exploziilor de un număr de ori — s-au admis 5 explozii) pot atesta o funcționare fără riscuri. Delegația română a susținut, atît la reuniunea de la Varșovia (1964), cît și la cea de la Ottawa, că aplicarea statisticii matematice poate conduce la concluzii utile.

În această ordine de idei, TC-31 a solicitat Comitetul Electrotehnic Român să difuzeze tuturor Comitetelor naționale studiul intitulat „Bazele teoretice ale metodei de omologare a securității la explozie a echipamentului electric pentru atmosfere explozive", de I. Sabatin și V. Saviuc, cercetători de la stația de securitate minieră de la Petroșani.

Propunerea de a clasifica învelișurile din grupa I în două subgrupe (antigrizutoasă normală și antigrizutoasă sigură la retransmiterea particulelor incandescente) a suscitat interesante discuții.

În comunicarea făcută de delegația noastră la Otawa (ca și la ședința grupei de specialiști de la Leipzig în 1965) am remarcat că echipamentele antiexplozive se pot clasifica în echipamente care produc arcul electric în regim normal (funcțional), cum sînt aparatele de conectare și de comutare, și echipamente care pot produce arcul electric numai în regim de avarie, cum sînt motoarele, transformatoarele, bobinele.

Ca urmare, probabilitatea de transmitere a particulelor incandescente nu este logic a se studia numai la învelișurile din clasa I (metan) ci numai (sau în primul rînd) la învelișurile în care se produce funcțional arcul electric, dar la toate clasele de explozie. Abordarea acestei probleme am considerat că trebuie făcută în strînsă corelare cu aparatura de protecție de pe rețea, cu nivelul tehnic al aparatelor incluse în carcase, cu criteriile de alegere a lor (ca putere de rupere, frecvență de conectare etc.). În felul acesta, ideea de a supradimensiona carcasele antideflagrante, pentru a face față oricărui regim de avarii, a determinat îndreptarea atenției asupra nivelului tehnic al aparatului în sine, și asupra sistemelor și aparatelor de protecție. Totodată, s-a admis ca la efectuarea probelor de explozie asupra aparatelor, care, constructiv, au un dispozitiv de ruperea arcului, inițierea exploziei să poată fi făcută cu acest dispozitiv. Nu s-a luat nici o hotărîre încă asupra valorii

curentului în arc sau a puterii de rupere, care să inițieze aprinderea amestecului exploziv.

Delegația română a mai adus și alte contribuții care au permis luarea unor hotărîri la această sesiune. Astfel, a fost adoptată propunerea noastră, cu un amendament al delegației Marii Britanii, privind temperatura maximă a suprafeței carcasei, definită ca „temperatura cea mai ridicată atinsă în servici nominal, inclusiv suprasarcinile normal recunoscute".

Regimul de avarie s-a lăsat pe seama aparaturii de protecție și a marjei de securitate între temperatura maximă în regim nominal și temperatura reală de aprindere a gazului cel mai ușor inflamabil din grupa respectivă.

De asemenea, în problema timbrării regimului termic al echipamentelor antiexplozive (îndelung contraversată la ultimele două reuniuni) s-a admis propunerea noastră ca pe lîngă clasa de izolație și simbolul grupei de aprindere (T_1 — T_1) să se imprime și temperatura maximă măsurată de producător pe suprafața exterioară în condițiile fabricației de serie.

Propunerea noastră, pentru a se reglementa în prescripția de construcție, rugozitatea suprafețelor de îmbinare a ocazionat un util schimb de informații. Astfel a rezultat că în Marea Britanie se practică valoarea de 6 microni, iar în SUA se studiază mărirea de cîteva ori a rugozității de 3 microni admisă în prezent. Alți participanți au susținut că mărirea rugozității suprafețelor de îmbinare, în acest ordin de mărime, nu înrăutățește practic calitățile interstițiului de protecție.

Dintre numeroasele probleme puse în discuție de participanți merită relevată — ca o noutate științifică aceea a delegației Marii Britanii. Încercările experimentale făcute în laboratoarele acestei țări au dus la constatarea, statistic verificată, că există o corelare între valoarea interstițiului de securitate și logaritmul curentului minim de aprindere. Aceasta permite -ca, o dată stabilit interstițiul experimental prin metoda clasică și curentul minim de aprindere, pentru un număr restrîns de gaze explozive, să se tragă curba $W = f(\log. i)$.

Noile gaze care apar sînt încercate numai la curentul minim de aprindere, iar încadrarea lor în clasa de explozie (respectiv alegerea interstițiului maxim) se face grafic, fără a mai fi nevoie de încercări experimentale care sînt costisitoare și de durată. Însușirea acestei propuneri va trebui precedată însă de unificarea aparatului CEI de determinare a curentului minim de aprindere, care este în curs.

În încheiere, subliniem că la succesul reuniunii de la Ottawa, caracterizată prin ținuta științifică și spiritul de colaborare remarcabile, a contribuit mult Comitetul electrotechnic canadian care, la numeroasele intervenții și valoroasele comunicări științifice, a adăugat o organizare și ospitalitate ireproșabile.

Expoziția economică a Republicii Socialiste România la Moscova

CZ 061.3: 621.3 (498.11) IPB

În cursul lunii mai a.c. a avut loc la Moscova, în parcul Sokolniki (loc special amenajat pentru astfel de manifestări) Expoziția economică a Republicii Socialiste România, expoziție care a constituit un nou și minunat prilej de a înfățișa realizările strălucite ale României Socialiste, țară în continuu progres, cu o economie complexă, dezvoltîndu-se într-un ritm accelerat, cu o cultură înfloritoare, cu un nivel de trai tot mai înalt al celor ce muncesc.

Pe o suprafață care a depășit 14 000 m² au fost expuse circa 5 000 de produse reprezentînd aproape toate ramurile economiei noastre naționale.

Un loc de frunte în cadrul expoziției l-a ocupat realizările obținute în ramura industriei construcțiilor de mașini — principala forță dinamică a industriei — ale cărei produse au un rol hotărîtor în creșterea necontenită a producției bunurilor materiale.

Gama de mare diversitate a produselor industriei noastre constructoare de mașini a arătat în mod sugestiv și convingător creșterea viguroasă a producției acestui sector al industriei noastre, contribuția pe care o aduce la dezvoltarea puternică a întregii noastre economii naționale.

Astfel, chiar la intrarea în expoziție a fost expusă instalația de foraj 4 DH-315 pentru adîncimi de 7 000 m, avînd o înălțime de 62 m, admirabilă realizare a ca pacităților creatoare ale muncitorilor, inginerilor și tehnicienilor români.

În sălile și standurile rezervate produselor industriei construcțiilor de mașini au fost expuse numeroase și valoroase produse ale constructorilor de mașini : locomotiva Diesel electrică, strungurile carusel de 2 000 și 1 250 mm, mașini-unelte cu program și alte tipuri de mașini-unelte, autocamioanele „Carpați" și „Bucegi" cu simplu și dublu diferențial, troleibuze, autoutilitare și autosanitare, microbuze, cisterne etc., rulmenți, aparate și instrumente de mecanică fină și aparatură medicală etc.

De asemenea, un viu interes au trezit utilajele, mașinile, aparatele pentru industria de construcții, chimică, minieră, petrolieră, ușoară, alimentară, pentru prelucrarea lemnului și altele, de mare tehnicitate și productivitate ; noile tipuri de tractoare și mașini agricole, ca de exemplu : combina de recoltat porumb C.T.2 R, care aduc o contribuție puternică la ridicarea nivelului de mecanizare a muncilor agricole.

Deosebit de variate și bogate au fost standurile rezervate produselor realizate de industria noastră electrotehnică și bunurilor metalice de larg consum, care cunoaște un ritm accelerat de dezvoltare, realizînd produse de un înalt nivel tehnic : aparate de radio, televizoare, frigidere, mașini de cusut, mașini de spălat rufe, mașini de gătit cu aragaz, corpuri de iluminat etc.

Cu un justificat interes au fost urmărite cele trei conferințe tehnice de specialitate organizate în timpul acestei expoziții, conferințe care au fost însoțite de proiecții de filme, conferințe la care au participat numeroși muncitori, ingineri, profesori universitari din Moscova.

Aceste manifestări au constituit un binevenit schimb de experiență între specialiștii români și sovietici.

Numeroase grafice, fotografii, machete, hărți au oferit sutelor de mii de vizitatori ai expoziției o admirabilă sinteză a realizărilor minunate ale tehnicii românești, ale puterii de creație a muncitorilor, inginerilor și tehnicienilor din fabrici și uzinele patriei noastre.

Expoziția economică a Republicii Socialiste România organizată la Moscova s-a bucurat de un succes deplin, a contribuit la strîngerea legăturilor și colaborării dintre cele două țări socialiste și a arătat încă o dată forța și dinamismul cu care poporul român sub conducerea Partidului Comunist Român, înaintează pe drumul desăvîrșirii construcției socialismului în patria noastră.

SCURTE ŞTIRI

Prima hartă meteorologică, prelucrată exclusiv de către un calculator electronic, a fost publicată recent de Institutul meteorologic britanic. Harta conţine date ale temperaturii şi presiunii atmosferice emise de 1200 staţiuni terestre, de 300 de vapoare şi de 600 de baloane împrăştiate pe toată emisfera nordică. Pe baza acestor date se poate prevedea mersul vremii în următoarele 24 de ore. Cele cinci miliarde de calcule necesare în acest scop sînt efectuate de calculatorul electronic în 90 de min.

Din: ETZ-B, nr. 25, 1965.

Un decodificator al semnelor Morse, care transformă direct aceste semne în literele obişnuite ale alfabetului, nu este mult mai mare decît un pachet de ţigarete. El conţine 350 de diode şi 75 de transistoare. Literele şi cifrele normale se citesc pe o suprafaţă acoperită de o combinaţie de 17 becuri incandescente.

Din: ETZ-B, nr. 25, 1965.

Comenzile tehnologice se dau prin mijlocirea unui calculator electronic la o fabrică de produse făinoase construită la Deerfield (S.U.A.). Acesta supraveghează ciclic 300 de valori (200 pe secundă) şi emite la fiecare perioadă de 3 secunde pînă la 180 000 de comenzi. El urmăreşte dozarea corectă a adaosurilor la un număr mare de reţete, frămîntatul corespunzător şi respectarea temperaturii şi a timpului de coacere. Calculatorul de asemenea urmăreşte ridicarea produselor din hala de răcire.

Dii: ETZ-B, nr. 24, 1965.

Un emiţător termionic a fost experimentat cu succes în reactorul de încercări al concernului B.B.C. din Karlsruhe. El serveşte la producerea nemijlocită a energiei electrice degajată într-un reactor nuclear în timpul dezagregării nucleului. Această nouă metodă de transformare a energiei va avea o deosebită importanţă, în primul rînd, pentru rachetele cosmice.

Din: ETZ-B, nr. 25, 1965.

Pe cale electronică se pot reţine locuri pentru expresul Tokaido, care circulă între Tokio şi Osaka, cu viteza pînă la 200 km/h. Un calculator electronic formează centrul sistemului de înregistrare, care este repartizat pe 96 puncte de primire; poate înregistra 10 000 cereri pe oră. Preţul calculatorului este de 5 milioane dolari.

Din: ETZ-B, nr. 24, 1965.

Prima reglementare a circulaţiei cu calculatoare electronice a fost instalată în Berlinul occidental. Acum şi oraşele Frankfurt, Duisburg, Düsseldorf şi Helsinki au hotărît să-şi monteze astfel de instalaţii.

Dun: ETZ-B, nr. 24, 1965.

O spumă siliconică rezistentă la foc se fabrică în prezent ca protecţie pentru suprafeţe sensibile. De exemplu o foaie de ziar acoperită cu această spumă rezistă unei flăcări de peste 2500°C. Materialul este aplicat cu pensula sau stropit pe suprafaţa de protejat şi expus apoi unui curent de aer cald. El se solidifică imediat, devenind poros şi rezistent, rămînînd flexibil pînă la temperaturi sub −100°C.

Din: ETZ-B, nr. 4, 1966.

Iodul micşorează coeficientul de frecare la oţel sau la titan cu 75% de lubrifianţi clasici (uleiuri). Cu ajutorul hidrocarburii de benzol iodate se obţine acest lubrifiant.

Din: ETZ-B, nr. 4, 1966.

O răşină deosebit de rezistentă la zgîriat la căldură şi la frig a fost produsă în S.U.A. pentru izolarea conductorilor electrici. Aşa numita „Bakelite polysulfone P — 2300" îşi păstrează însuşirile electrice şi mecanice timp îndelungat de la −100°C pînă la +150°C şi permite fabricarea de straturi izolante cu grosimi pînă la 25 μm.

Din: ETZ-B, nr. 4, 1966.

Aparatele de comandă şi de măsură a rachetei Saturn — din care pînă acum au fost lansate cu succes zece bucăţi — cum şi instalaţiile terestre corespunzătoare conţin circa 106 000 rezistenţe, 67 000 diode, 50 000 condensatoare, 27 000 transistoare, 13 000 fişe de priză, 8 000 întreruptoare, 7 000 relee, 2 000 transformatoare şi 22 000 alte elemente de construcţie. Cifrele corespunzătoare pentru racheta lunară Saturn V — mai puternică şi mai complicată — aflată în construcţie se evaluează a fi cu 20% mai ridicate.

Din: ETZ-B, nr. 8, 1966.

De 200 000 de ori se amplifică lumina cu ajutorul unei lămpi de amplificare a semnalelor luminoase, recent construite de fabrica RCA din S.U.A.

Din: ETZ-B, nr. 1, 1963.

Opt generatoare termoelectrice pentru directa transformare a căldurii produse de un combustibil în energie electrică au fost dezvoltate de către „General Instrument Corporation", Newark, N. J. Ei produc între 6 şi 50 W şi lucrează cu un arzător catalitic fără flacără. Căldura este transformată în elemente termoelectrice de semiconducătoare. La expoziţia din Hanovra din anul 1965 firma „Grundig" a prezentat o astfel de instalaţie.

Din: ETZ-B, nr. 16, 1966.

Cabluri electrice, care pot fi fixate prin lipire pe cărămidă sau pe lemn cu ajutorul unor benzi încleiate (deci fără cleme) au fost patentate de către inginerul sud-african Peter Johnson din Iohannesburg.

Din: ETZ-B, nr. 17, 1965.

Un nou lubrifiant care rezistă la temperaturi între −62°C şi +760°C, se numeşte „Dyna-Sub" şi se compune din argint cu un mic adaos de reniu. Ambele elemente formează un film, care înconjoară porţiunea ce urmează a fi unsă.

Din: ETZ-B nr. 19, 1965.

Cu „Phasen-Normal-Typ-209" se pot măsura unghiuri de decalaj de 0,018° între două tensiuni de curent aternativ. De asemenea, se pot măsura cu mare precizie decalaje de fază între 0° şi 360°. Aparatul lucrează în limita frecvenţelor 50 Hz... 10 kHz. Are etalonare şi control automat şi se caracterizează printr-o deservire deosebit de simplă.

Din: ETZ-B, nr. 17, 1965.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăteanu; ing. Al. Greceanu; ing. Şt. Grosu; prof. doc. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. St. Ţiganetea; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Publicaţiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", str. Brezoianu nr. 23—25, Bucureşti, c. 3486. Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

41 400

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1966

SOMMAIRE

CD 537.525.5 :621.313.12

Nicolaide, A. : **Le générateur magnéto-hydro-dynamique.**
Electrotehnica, 14, no. 7, juillet 1966, p. 225–238

On expose la théorie du générateur MHD à métal liquide. Après une étude du champ électro-magnétique de l'intérieur de la machine, on constate que l'effet du champ magnétique de réaction mène à une faible utilisation du canal MHD de la machine et à un rendement réduit. On précise quelques éléments de calcul de la machine.

En soulignant l'importance de l'effet d'extrémité des courants, on fait une étude détaillée de cet effet, en utilisant la théorie des fonctions elliptiques, et l'on obtient des résultats intéressants dont certains ne sont pas indiqués dans la littérature.

CD 621.313.333.019.1.001.2

Nedelcu, V. : **Une nouvelle méthode pour la détermination expérimentale du rapport de transformation dans le cas des moteurs asynchrones triphasés.**
Electrotehnica, 14, no. 7, juillet 1966, p. 238–240

En exploitant la symétrie constructive des enroulements des armatures du stator et du rotor d'un moteur asynchrone triphasé, on propose une nouvelle méthode pour la détermination expérimentale du rapport de transformation des moteurs asynchrones triphasés à rotor enroulé. Cette méthode consiste dans l'alimentation d'un des enroulements du stator à partir d'une source de courant alternatif et à mesurer les tensions électromotrices induites dans les autres enroulements déconnectés de l'électrostator, ainsi que les tensions aux bornes des enroulements du rotor ouvert

---

CD 621.313.333.076.2–566 :621.38

Landau, I. D., Gavăt, St., Felea, M. et *Manolescu, R.* : **Le réglage automatique de la vitesse des moteurs asynchrones en variant la tension et la fréquence à l'aide des convertisseurs statiques.**
Electrotehnica 14, no. 7, juillet 1966, p. 240–251

On présente les méthodes de réglage automatique de la vitesse des moteurs asynchrones alimentés par des convertisseurs statiques. On indique divers schémas de convertisseurs statiques de fréquence à thyristors, utilisés en vue de l'obtention des tensions alternatives triphasées à amplitude et fréquence variables, en présentant en même temps les schémas des commandes transistorisées. On insiste sur les expériences effectuées et sur les solutions de ce problème adoptées par l'Institut de Projets d'Automation (I.P.A.). Pour clore, on présente une analyse technique et économique qui justifie l'utilisation de ces méthodes lorsqu'il s'agit de commandes électriques à vitesse réglable.

RUBRIQUE DU JEUNE INGENIEUR

CD 621.313.1 :537.311.3

Novac, I. : **Une nouvelle conception dans la construction des machines électriques — la cryomachine électrique.**
Electrotehnica 14, no. 7, juillet 1966, p. 251–256

Après avoir montré que dans les conditions de l'orientation des machines électriques vers des puissances unitaires de plus en plus grandes le progrès des machines électriques actuelles est limité, on présente les motifs qui plaident en faveur de l'orientation vers la construction de cryomachines électriques. En analysant les possibilités de réalisation de celles-ci, on arrive à la conclusion que les métaux à haute pureté, utilisés en tant que matériel conducteur, et notamment l'aluminium et le béryllium, correspondent le mieux à cet effet ; les bobinages doivent être refroidis en ce cas à l'aide de l'hydrogène liquide. Les enroulements seront exécutés en employant des conducteurs élémentaires très minces, pour éviter l'apparition des pertes supplémentaires. On présente ensuite quelques considérations particulières concernant la construction des cryotransformateurs et des cryogénérateurs ainsi que des conclusions se rapportant aux situations dans lesquelles ces machines deviennent économiques.

COMPTES RENDUS 256–259
EXTRAITS 259–261
CHRONIQUE 262–263
BRÈVES NOUVELLES 264

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.002.2

Oskaderova, V. P. **Noua tehnologie de izolare electrică a tolelor de permaloi 50 N.** În : Avtomatika i proborostr., nr. 3, iul—sep 1965, p. 77.

CZ 621.313.072 :621—83 :621.316.543

Cilikin, M. G. ș.a. **Dispozitive de acționare electrică fără colector în curent continuu.** In : Elektricestvo **86**, nr. 9, sep 1965, p. 7—12, 5 fig., 4 tab.

CZ 621.313.2.014.4

Jiț, M. Z. **Analiza proceselor tranzitorii în mașinile electrice de curent continuu.** In : Elektrotehnika **36**, nr. 9, sep 1965, p. 14—16, 2 fig., 1 tab.

CZ 621.313.29 :621—526

Karpenko, B. K. ș.a. **Motoare electrice de curent continuu cu bobinaj rotoric imprimat.** In : Energhetika i elektrotehn. prom-st. nr. 3, iul—sep 1965, p. 33—36, 4 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.32.013.62

El Serafi, A. M. **Vibrațiile autoexcitatrice într-o mașină sincronă sub influența rezistenței tehnice în serie și a condensatorilor în serie** : In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A), nr. 1, 7 ian 1966, p. 17—21, 17 fig. 1 tab., 18 ref. bibl.

CZ 621.313.333 :621.3.049.75

Nikitin, B. A. **Îmbunătățirea indicatorilor la mașinile electrice asincrone cu bobinaj statoric imprimat.** In : Energhetica i elektrotehn. prom-st., nr. 3, iul—sep 1965, p. 36—38, 2 fig.

CZ 621.313.333.025.3.016

Christoph, C. **Asupra motorului asincron trifazat cu rotorul în fier masiv.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 4, 18 feb 1966, p. 137—141, 9 fig., 1 tab., 22 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2

Bergher, A. I. ș.a. **Motoare electrice asincrone prevăzute cu manșoane de protecție.** In : Elektrotehnika **36**, nr. 9, sep 1965, p. 18—19, 1 fig., 4 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.214

Traițkii, V. A. **Transformatoare cu comutare magnetică a spirelor de reglaj al înfășurărilor.** In : Elektricestvo **86**, nr. 9, sep 1965, p. 64—67, 5 fig., 4 tab., 10 ref. bibl.

CZ 621.314.6 :621.311.6

Schiesse, G. **O sursă reglabilă alimentată de la rețea și stabilizată electronic, echipată cu transistoare.** In : Radio u. Fernsehen **14**, nr. 18, sep 1965, p. 572—573, 1 fig., 3 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.632 :621.313

Gerecke, E. **Tiristoare cu siliciu și utilizarea lor pentru comanda instalațiilor de curent continuu, precum și a motoarelor asincrone și sincrone.** In : Bull. A.S.E. **56**, nr. 18, 4 sep 1965, p. 773—789, 64 fig., 50 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII

CZ 621.315.61 :620.179.13

Michel, K. **Încercarea și aprecierea materialelor izolante electrice și a izolațiilor.** In : Bull. ASE **57**, nr. 1, 8 ian 1966, p. 16—26, 11 fig., 29 ref. bibl.

CONTENTS

DC 537.525 :532.5 :621.313.12

Nicolaide, A.: **The magnetohydrodynamic generator with liquid metal.**

Electrotehnica, 14, nr. 7, july 1966, p. 225–238

The theory of the MHD generator with liquid metal is explained. It has been found by studying the electromagnetic field in the machine that the effect of the reaction magnetic field leads to the poor utilization of the MHD channel and to a low efficiency. Some calculus elements concerning this machine are also described.

After stressing the importance of the end effect of currents, a new detailed study is devoted to this effect on the basis of the ellyptical function theory. Interesting results some of which unknown to the literature are obtained.

DC 621.313.333.019.1.001.2

Nedelcu, V.: **A new method for the experimental determination of the transformation ratio in three-phase asynchronous motors.**

Electrotehnica 14, nr. 7, july 1966, p. 238–240

Starting from the constructive symmetry of the fitting windings of the stator and rotor of a three-phase asynchronous motor a new method is suggested for the experimental determination of the transformation ratio of three-phase asynchronous motors with winded rotor. This method consists in feeding a winding of the stator from an alternative-current and measuring the electromotive forces induced in the other disconnected windings of the electrostator and in the clamps of the open-rotor windings.

DC 621.313.333.076.2–566 :621.38

Landau, I. D., Gavăt, St., Felea, M. and *Manolescu, R.*: **The automatic regulating of the asyncronous motor speed by varying the voltage and frequency by means of static converters.**

Electrotehnica 14, nr. 7, july 1966, p. 240–251

The methods of automatically regulating the speed of asynchronous motors fed from static converters are presented. A description is also given of the different schemes of tiristorized static frequency converters used for obtaining the three-phase alternative voltages of variable amplitude and frequency together with the transistorized control schemes. Particular stress is laid on the experiments carried out and solutions adopted at the Automatic Design Institute. The final part contains a technical and ecomicical analysis substantiating the utilization of these methods in the electric drivings with adjustable speed.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621.313.1 :537.311.3

Novac, I.:. **A new approach to the electrical machine construction — the electrical cryomachines.**

Electrotehnica, 14, nr. 7, july 1966, p 251–256

After pointing out that in view of the trend towards ever increasing unitary powers in the electric machines the progress of the presently used machines is limited, the author explains the reasons requiring the construction of electrical cryomachines. It has been found by analysing the construction possibilities that the most adequate high-purity metals used as conducting materials are the aluminium and beryllium, whereas the windings have to be cooled by means of liquid hydrogen. They will be made of very thin elementary conductors i.e. of small-diameter wire, to avoid the occurrence of additional losses. Some particular considerations concerning the construction of cryotransformers and cryogenerators are presented and some conclusions drawn reparting their economical utilization.

REVIEWS 256–259
ABSTRACTS 259–261
CHRONICLE 262–263
BRIEF NEWS 264

CZ 621.315.61 :621.3.015.51

Strigel, R. **Mecanismul perforării în aer, ulei şi în materialele izolante solide.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 2, 21 ian 1966, p. 34—40, 16 fig., 25 ref. bibl.

CZ 621.315.623/625.019.3

Heise, W. **Protecţia funcţionării electrice a izolatoarelor întrebuinţate în exterior.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 13, 11 feb 1966, p. 65—69, 4 fig., 13 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. DESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor

---

CZ 621.316.5 :621.355.035.61

Schmidt, W. **Montaj de comutare echipat cu tiristoare pentru comandă automată a aparatelor de încărcat acumulatoare.** In : Funktechnik **20**, nr. 18, sep 1965, p. 745—746, 9 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.316.514.001.6

Arşanski, S. I. **Căile de perfecţionare a întreruptoarelor cu aer.** In : Elektrotehnika **36**, nr. 9, sep 1965, p. 1—4, 2 fig., 2 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.54.026 :621.316.37.027.81

Leimgrübler, E. şi *Schütte, H. G.* **Nou disjunctor complet izolat pentru posturile interioare de 110 kV.** In : Eletktrotechn. Z. (ETZ-A), nr. 3, 4 feb 1966, p. 102—106, 9 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.57 :311.214

Meyer, H. **Siguranţa de funcţionare a contactoarelor electrice.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 3, 11 feb 1966, p. 77—82, 8 fig.

CZ 621.316.57.064.31.019.3 — 523.2

Seck, A. **Comenzile electrice şi protecţia lor contra manevrelor greşite.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **18**, nr. 2, 28 ian 1966, p. 33—38, 7 fig.

CZ 621.316.575.001.5

Krijanski, S. M. **Încercări ale puterii de deconectare a întreruptoarelor la tensiune coborîtă.** In : Elektrotehnika **36**, nr. 9, sep 1965, p. 4—9, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.316.91:621.315.62+621.316.933

Fischer, A. **Izolatoare şi paratrăsnete în cazul contraeţiei diferite a tensiunii.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 2, 21 ian 1966, p. 40—46, 12 fig., 1 tab., 13 ref. bibl.

CZ 621.316.91:621.382

Bosterling, W. şi *Honnef, H.* **Diodele by-pass, utilizate pentru protejarea redresoarelor cu semiconductoare sau a contactelor de comutare contra supratensiunii.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 4, 18 feb 1966, p. 144—148, 5 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.925.45

Milian, K. **Excitarea releelor de distanţă cu acţiune instantanee.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 3, 4 feb 1966, p. 97—101, 10 fig.

CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.318.322.013—8—81 : 621.314.632

Abolins, A. şi *Heinrichs, F.* **Excitatrice fără perii cu redresoare turnate pentru turboalternatoare mari.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **87**, nr. 1, 7 ian 1966, p. 1—8, 17 fig., 16 ref. bibl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.51

Weisinger, J. **Eelatori ionizaţi cu curenţi de şoc.** In : Bull. ASE **57**, nr. 4, 19 feb 1966, p. 139—149, 28 fig., 10 ref. bibl.

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. · 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

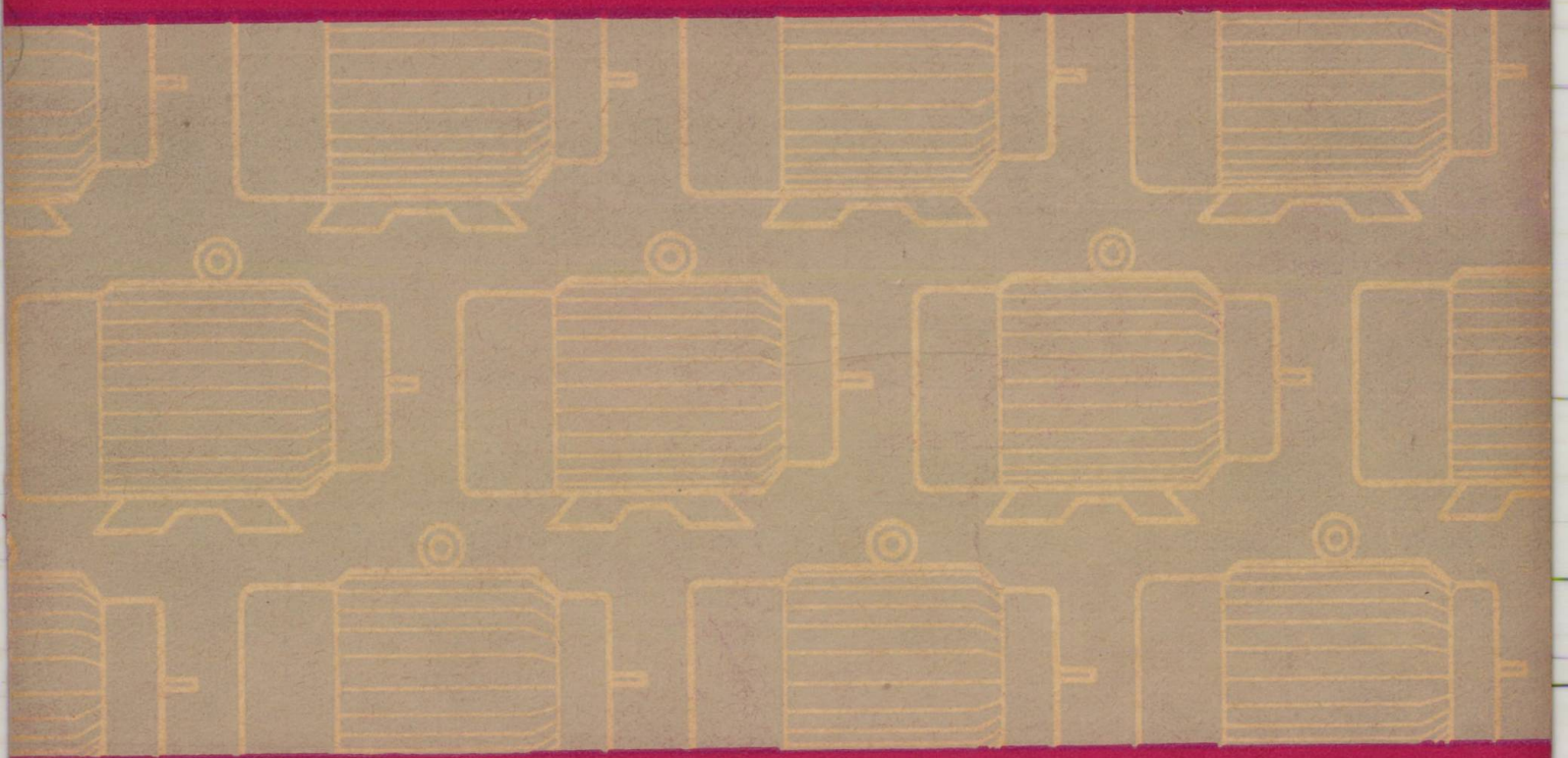
RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF : 14.75.35

1967 MAR 14

E 2040

REFERÁLVA

ELECTROTEHNICA

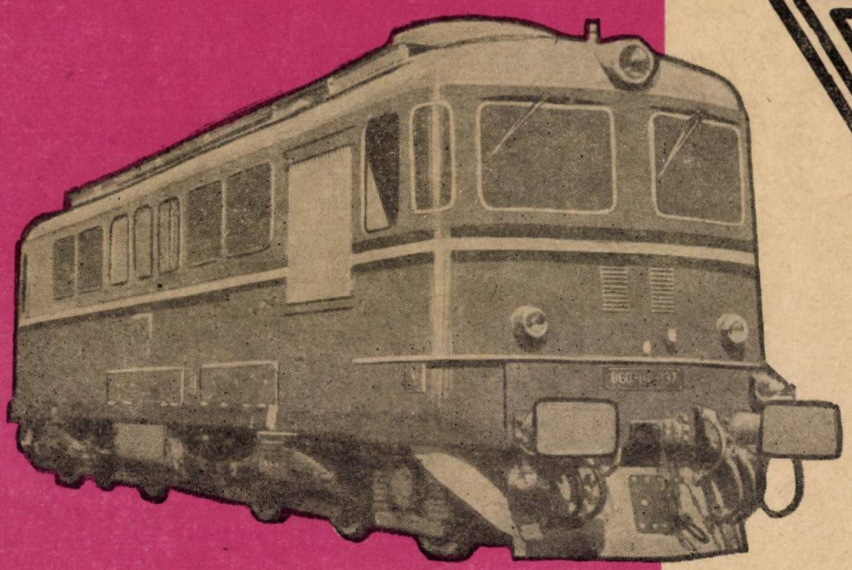


8

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 14 • NR. 8 • AUGUST 1966

LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE
CO-CO 2100 CP
pentru traficul de marfă și de călători

- condiții optime de comandă și de vizibilitate a căii
- folosirea puterii totale a motorului Diesel la viteze mari
- posibilitate de comandă unică la unități cuplate



uzinele

ELECTROPUTERE

ELECTROTEHNICA

Anul 14 nr. 8, p. 265–300 August 1966

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA

CUPRINS

CZ 621.315.027.89 :621.3.015.2/5

Avramescu, A. : **Problemele tensiunii limită ale transmisiei electroenergetice.**

Electrotehnica **14** nr. 8, august 1966, p. 265–270

În cursa de mărirea tensiunii transmisiilor electroenergetice după treapta de 700–750 kV_n adoptată de CEI urmează o nouă treaptă de 1–1,25 MV_n. Experimentările cu unde de impuls normale şi prelungite la distanţe peste 3 m în aer arată o scădere surprinzătoare a tensiunii de străpungere la unde prelungite (supratensiuni interne), care ajung cu creşterea distanţei şi a pantei frunţii sub tensiunea de străpungere la frecvenţă industrială. Se fac previziuni şi propunerea soluţiilor care ar putea permite evitarea tendinţei de saturaţie în creşterea tensiunii de transmisie.

CZ 621.313.333.011/012.001.41

Nedelcu, V. N. : **O nouă metodă de control al parametrilor nominali ai motoarelor asincrone.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 271–273

Se prezintă o metodă grafică pentru controlul parametrilor nominali ai unei serii de motoare asincrone, bazată pe construcţia unor cercuri limită la ai căror parametri se iau în consideraţie abaterile impuse de norme. Se arată că dacă se consideră abaterile la un număr de parametri, abaterile celorlalţi rezultă astfel încît limitele abaterilor impuse de norme nu sînt justificate.

CZ 621.314.2.026.444/445.001.12

Ciubotaru, T. : **Tendinţe actuale în construcţia transformatoarelor de mică putere.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 274–281

Se prezintă realizările şi tendinţele actuale în domeniul construcţiei transformatoarelor de mică putere. Se arată influenţa introducerii tablei laminate la rece, cum şi unele consecinţe ale introducerii înfăşurărilor din aluminiu.

CZ 621.316.344 : 621.312.002.72

Măcriş, A. şi Sterian, M. : **Posturi de transformare prefabricate din metal şi beton în tehnica europeană.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 281–288

Se face o trecere în revistă a posturilor de transformare, executate pe cale industrială, utilizate în tehnica europeană. Se arată preferinţa generală pentru posturile metalice fabricate industrializat. Se trec în revistă realizările remarcabile în acest domeniu din R.P.P., U.R.S.S., R.S.F. Iugoslavia, R.F.G., Franţa şi se compară performanţele acestor posturi cu posturile metalice prefabricate construite în ţara noastră, la Intreprinderea de construcţii metalice şi prefabricate — Bucureşti, din cadrul Trustului Electromontaj al Ministerului Energiei Electrice. Se trag concluzii asupra nivelului de realizare a postului de transformare românesc cu propuneri de îmbunătăţire.

CZ 621.317.322 + 621.317.373 : 538.632

Fränkel, D. : **Transformări funcţionale efectuate cu modulatoare Hall.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 288–293

Presupunînd că valorile unor mărimi vectoriale care formează între ele unghiuri date sînt proporţionale cu tensiuni continue, rezultanta lor este proporţională cu suma geometrică a acestor tensiuni. În lucrare se utilizează modulatoare Hall aflate în cîmpuri magnetice proporţionale cu tensiunile continue şi alimentate cu curenţi de comandă alternativi, de aceeaşi frecvenţă şi defazate între ele cu unghiuri egale cu cele formate de mărimile vectoriale, obţinîndu-se tensiuni Hall alternative, a căror sumă este proporţională cu suma geometrică a tensiunilor deci, şi cu rezultanta vectorilor. Metoda propusă are aplicaţii în măsurători şi în maşini analogice de calcul.

RECENZII 293
REFERATE 295
CRONICĂ 299
SCURTE ŞTIRI 300

WACKER

Silicone

Pentru industria electrotehnică

S 5264

Cauciucuri siliconice

Piesele din cauciuc siliconic vulcanizat la cald, turnate în formă şi sprijuite, se comportă bine ca materiale stabile la temperatură şi la îmbătrînire, ca materiale elastice pentru diferitele scopuri tehnice şi ca izolaţie pentru cabluri cu rezistenţă la străpungere, ridicată. Cauciucul siliconic serveşte în formă dispersată la impregnarea mătăsii de sticlă, azbestului şi ţesăturilor organice.

Cauciucul siliconic vulcanizat la rece se întrebuinţează ca material dielectric şi anihigroscopic, pentru etanşeizări şi umpluturi, pentru piese de construcţie electrică cu parametri ridicaţi, precum şi ca material de forme elastice. Masele se întăresc la rece şi pot fi furnizate în stare transparentă sau pigmentată.

Vă stăm cu plăcere la dispoziţie cu sfaturi şi cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach 1

Republica Federală Germană

СОДЕРЖАНИЕ

DK 621.315.027.89 :621.3.015.2/5

Аврамеску А.: **Вопросы предельного напряжения электроэнергетической передачи.**

Electrotehnica **14**, № 8, август 1966, стр. 265–270

В стремлении по увеличению напряжения электроэнергетических передач после ступени в 700—570 $кВ_Н$, принятой Институтом „ЧРІ", следует новая ступень в 1—1,25 $МВ_Н$. Эксперименты над нормальными импульсными волнами, удлинёнными на растоянии свыше 3 м в воздухе, говорят о поразительном падении пробивного напряжения удлинённых волн (внутренние пере напряжения), которые с увеличением расстояния у уклона становятся ниже пробивного напряжения, при промышленной частоте. Делаются прогнозы и вносятся предложения относительно решений, допускающие предупреждение стремления насыщения при росте передаточного напряжения.

DK 621.313.333.011/012.001.41

Недельку В. Н.: **Новый контрольный метод номинальных параметров асинхронных двигателей.**

Electrotehnica **14**, № 8, август 1966, стр. 271–273

Даётся графический метод по контролю номинальных параметров ряда асинхронных двигателей, основанный, на конструкции предельных кругов, для параметров которых принимаются во внимание предусматриваемые нормами отступления. При этом указывается, что при принятии отступлений у числа параметров, отступления остальных вытекают таким образом, что пределы отступлений, предусматриваемые нормами являются необоснованными.

DK 621.314.2.026.444/445.001.12

Чуботару Т.: **Актуалные стьремления по конструкции маломощных трансформаторов.**

Electrotehnica **14**, № 8, август 1966, стр. 274–281

Приводятся осуществления и актуальные стремления в области конструкции маломощных трансформаторов. Указывается влияние внедрения листа холодной прокатки, а также ряд последствий внедрения алюминиевых обмоток.

DK 621.316.344 :621.312.002.72

Мэкриш А. и *Стериан М.*: **Трансформаторные пункты, изготовляемые из сборного металла и бетона в европейской технике.**

Electrotehnica **14**, № 8, август 1966, стр. 281–288

Даётся краткий обзор травсформаторных пунктов, промышленного производства, применяемые в европеской технике. Указывается общее стремление к металлическим пунктам промышленного производства. Даётся краткий обзор существенных реализаций в этой области в Польской Народной Республике, СССР, Югославии, Западной Германии, Франции, и проводится сравнение характеристик данных пунктов с сборными металлическими пунктами, изотовляемые в нашей стране, на Предприятии металло-конструкций и сборных конструкций г. Бухарест, Электромонтажного треста Министерства электроэнэргии. Даются выводы по уровню реализации румынского гтрансформаторного пункта с предложениями его улучшения.

DK 621.317.322+621.317.373 :538.632

Френкел Д.: **Функциональные преобразования, реализованные модуляторами Галля.**

Electrotehnica **14**, № 8, август 1966, стр. 288–293

Предполагая, что величины ряда векторных величин, которые образуют между ними данные углы, пропорционалы постоянным напряжением, их равнодействующая пропорциональна геометрической сумме данных напряжений. В труде применяются Голловые модуляторы, находящиеся в магнитных полях пропорциональные с постоянными напряжениями и питаемые переменными токами управления, одинаковой частоты, и с разностями фаз между ними. углами, равными углам образуемыми векторными величинами, при этом получаются переменные напряжения Галля, сумма которых пропорциональна Геометрической сумме, стало быть, и векторной ра внодействующей. Предлагаемый метод находит своё применение в области из мерений и аналогичных расчётных машин.

РЕЦЕНЗИИ 293
РЕФЕРАТЫ 295
ХРОНИКА 299
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 300

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.315.027 :621.3.015.2/5

Avramescu, A. : **Die Probleme der Grenzspannung bei der elektrischen Energieübertragung.**

Electrotehnica **14**, H. 8, August 1966, S. 265–270

Im Bestreben die Spannung des elektrischen Energieübertragung zu erhöhen, sollte nach der von der CEI festgesetzten Stufe von 700–750 kV_n eine neue Stufe von 1–1,25 MV_n folgen. Die Versuche mit normgerechten und verlängerten Stosswellen für Abstände über 3 m in Luft zeigen ein überraschendes Sinken der Durchsch lagsspannung bei langen Wellen (inneren Ueberspannungen), die mit der Steigerung der Entfernung und der Stirndauer die Durchschlagsspannung bei Industriefrequenzen sogar unterschreitet. Es werden Voraus und Vorschläge für Lösungen besprochen, welche die Vermeidung der Sättigungstendenz bei der Steigerung der Uebertragungsspannung gestatten könnten.

DK 621.313.333.011/012.001.41

Nedelcu, V. N. : **Eine neue Methode zur Kontrolle der Nennparameter bei Asynchronmotoren.**

Electrotehnica **14**, H. 8, August 1966, S. 271–273

Es wird eine graphische Methode dargestellt zur Kontrolle der Nennparameter einer Reihe von Asynchronmotoren vorgestellt. Diese stützt sich auf der Konstruktion von Grenzkreisen, mit Parametern die von den Normen festgesetzten Abweichungen einhalten. Man zeigt dass bei Berücksichtigung der Abweichungen einer gewissen Anzahl von Parametern, die Abweichungen der anderen sich derart ergeben, dass die von den Normen festgesetzten Grenzabweichungen keine Berechtigung haben.

DK 621.314.2.026.444/445.001.12

Ciubotaru, T. : **Gegenwärtige Tendenzen im Bau von Transformatoren kleiner Leistung.**

Electrotehnica **14**, H. 8, August 1966, S. 274–281

Es werden die gegenwärtigen Verwirklichungen und Tendenzen des Transformatorenbaues kleiner Leistung angezeigt. Man bespricht den Einfluss der Einführung kaltgewalzter Bleche, sowie gewisse Folgen der Einführung von Aluminiumwicklungen.

DK 621.316.344 :621.312.002.72

Măcriş, A. und *Sterian , M.* : **Aus Metall und Beton vorgefertigte Trafostationen in der europäischen Technik.**

Electrotehnica **14**, H. 8, August 1966, S. 281–288

Es wird ein Ueberblick über die Trafostationen, die im Werk gebaut und in der europäischen Technik verwenden werden. Dann wird auf die allgemeine Bevorzugung der industriemässig hergestellten Metallstationen aufmerksam gemacht. Man zeigt eine Folge von beachtenswerten Verwirklichungen auf diesem Gebiete in der Polnischen Volksrepublik, in der U.d.S.S.R., in Jugoslavien, in der D.B.R. und in Frankreich und vergleicht dann die Eigenschaften dieser Stationen mit den vorgefertigten Metallstationen die bei uns hergestellt werden und zwar in dem Werk für Metallkonstruktionen und Vorfabrikate Bukarest, im Rahmen des Elektromontagetrusts des Ministeriums für elektrische Energie. Es werden Schlüsse gezogen bzgl. des Ausführungsniveaus der rumänischen Transformatorstation, wonach Vorschläge zur Verbesserung folgen.

DK 621.317.322+621.317.373 :538.632

Fränkel, D. : **Funktionale Umsetzer mit Hall-Modulatoren.**

Electrotehnica **14**, H. 8, August 1966, S. 288–293

Angenommen dass die Werte von Vektorgrössen, welche miteinander gewisse Winkel bilden, Gleichspannungen proportional sind, dann ist ihre Resultante proportional der geometrischen Summe dieser Spannungen. In der Arbeit werden Hall-Modulatoren verwendet, welche sich in den Gleichspannungen proportionalen magnetischen Feldern befinden und mit Steuerwechselströmen gespeist werden. Diese haben dieselbe Frequenz und sind unter sich um dieselben Winkelphasen verschoben, welche die Vektorgrössen bilden. Man erhält Hall-Wechselspannungen, deren Summe der geometrischen Summe der Spannungen und somit auch der Vektorresultante proportional ist. Die vorgeschlagene Methode findet ihre Anwendungen bei Messungen sowie bei den Analogrechenmaschinen.

BUCHBESPRECHUNGEN 293
REFERATE 295
CHRONIK 299
KURZNACHRICHTEN 300

OROSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 8 București, august 1966

Problemele tensiunii limită ale transmisiei electroenergetice *

Aurel Avramescu ** — București

CZ 621.315.027.89 :621.3.015.2/5

Cursa pentru utilizarea unor tensiuni din ce în ce mai mari în transmisia energiei electrice și pentru echipamentul electrotehnic respectiv continuă încă în ritmul cunoscut, cu toate că de cîțiva ani se întrevăd semne ale unei saturații [1]. Lupta nu se dă — la tensiunile limită învederate în prezent — numai între curentul alternativ, instalat aparent definitiv, și curentul continuu, ale cărui avantaje apar din ce în ce mai evident, ci ea se transformă între tensiuni și spațiile de eclatare [2]. Aici apar, la supratensiuni de comutare în diagramele cunoscute ale tensiunilor de conturnare, semne de saturație cu totul neașteptate, care ar putea să limiteze în viitor tensiunile nominale ale sistemelor de transmisie [3]. Cercetările întreprinse în laboratoarele care dispun de tensiuni de impuls mai mari decît 5 MV și de tensiuni alternative ca 3 MV, cum și relatările rezultatelor atinse prin experimentări în fața celor mai importante foruri internaționale, CIGRE și CEI, merită o atenție deosebită, deoarece ele aruncă o lumină nouă asupra mecanismului de străpungere a unor distanțe mari în aer [4], mecanism studiat, în prealabil, în legătură cu analiza desfășurării și progresiei canalului de trăsnet. Extinderea recentă a tensiunilor de încercare la impulsuri normale și prelungite la limita de 10 MV a contribuit la precizarea fenomenelor [5], care se iau în discuție în cele ce urmează.

Cursa tensiunilor

De la prima transmisie la distanță a energiei electrice, între Frankfurt am Main și Lauffen, în 1891, realizată de Oskar von Miller, și apreciată ca un fapt revoluționar în transformarea socialistă a societății, de către Fr. Engels, avantajul unei tensiuni cît mai ridicate pe linie, recunoscut de la început, a fost exploatat continuu, la limita posibilității de elaborare și încercare a echipamentului electrotehnic corespunzător. Dacă ne amintim că prima linie de 110 kV (în funcțiune și în prezent) a fost dată în exploatare între Riesa și Lauchhammer, în anul 1921, iar prima linie de 500 kV, între Moscova și Kuibîșev, în anul 1960, putem să stabilim, examinînd diagrama din figura 1, ritmul de dezvoltare la scară exponențială, care prevede o dublare a tensiunii la fiecare 12 ani.

La reuniunea din București, în 1961 și la cea din Aix les Bains, din 1962, a Comisiei Electrotehnice Internaționale (prezidată din această perioadă și pînă în prezent de tov. acad. Remus Răduleț) în Comitetul Tehnic 30 s-a discutat și adoptat o recomandare pentru

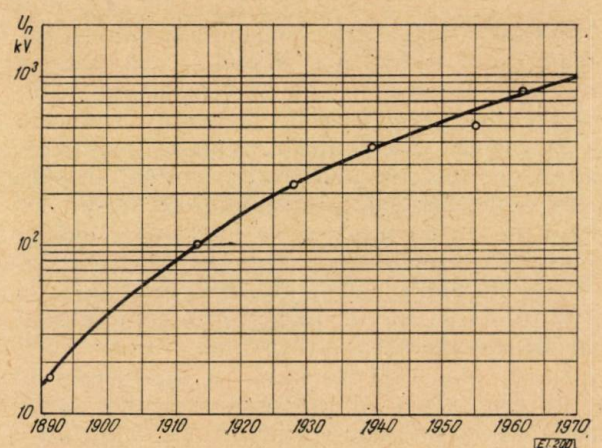


Fig. 1. Cursa tensiunilor transmisiei electroenergetice în Europa.

noua treaptă de tensiune de 700—750 kV cu tensiunea maximă unică de 765 kV. Primele proiecte de instalație exprimentale au și început în anii trecuți, în U.R.S.S. și în Canada, iar la ultimele expoziții și tîrguri de mostre s-au prezentat exemplare din echipamentul liniilor

* Referat prezentat la simpozionul „Progrese în tehnica tensiunilor înalte" organizat de ICPE la 5 mai 1966.

** Acad. dr. doc. șt. tehn. *A. Avramescu* este director general al Centrului de documentare științifică al Academiei Republicii Socialiste România.

și stațiilor respective. Astfel, la expoziția industrială a R.F.G. din 1964 se putea vedea, lîngă pavilionul central al Expoziției din București, un pol al unui întreruptor de 750 kV și 25 GVA, fabricat de casa BBC, care se distingea prin dimensiuni reduse și o siluetă plăcută. În aparență, dimensiunile echipamentului par a nu crește proporțional cu tensiunea, ci mai puțin, dar aparența înșală. Tensiunea de 750 kV apare între faze, adică între polii adiacenți ai întreruptorului, deci numai dacă am fi văzut la ce distanță se aliniază polii, unul de altul, ne dădeam seama de faptul că există totuși acea proporționalitate.

Transmisiile de 750 kV au ieșit din faza de proiectare, atît între Bratsk și sistemul sovietic european, cît și pe coasta de est a Canadei și se află în curs de instalare a liniilor. Intrările în funcție se așteaptă prin anii 1968—1970.

Treapta următoare de tensiune în secvența 110, 220, 400, 750 kV, cu rația medie de 1 : 1,85, apreciată de specialiștii suedezi, relativ mică și neeconomică, ar trebui să fie 1 400 kV, poate 1 500 kV. Suedezii propun eliminarea treptelor 220 și 750 kV deci o rație de 1 : 3,5 [1].

În secvența 110, 150, 220, 330, 500, 700 kV, cu rația medie de 1,45, propusă de U.R.S.S. pentru a satisface mai adecvat nevoile variate ale unor continente întregi, următoarea treaptă se situează la 1 000 kV ; media ambelor ipoteze, adică 1250 kV, este în orice caz o treaptă pentru care experiența cîștigată pînă în prezent pare a nu fi suficientă, avînd în vedere ultimele cercetări.

Fapte experimentale

Tehnica măsurării tensiunilor înalte nu a întîmpinat dificultăți deosebite în atingerea nivelelor impuse de cursa tensiunilor în ceea ce privește încercarea la frecvență industrială și la impuls. În schimb, pentru încercarea la supratensiuni de comutare, adică impulsuri prelungite cu semiamplitudini în plaja 200—3000 μs, a trebuit să se elaboreze scheme și montaje speciale [1]. Pînă la sfîrșit s-a reușit, cu mijloace justificate din punct de vedere economic [6], să se obțină, prin scheme bazate tot pe descărcarea amortizată a unor condensatoare, curbe de tensiune pe eprubetele obișnuite (cu excepția transformatoarelor), ce simulează bine tensiunile tranzitorii de comutare [7].

Chiar din primele cercetări experimentale din anii 1960—1961, cu tensiuni pînă la 300 kV, s-a constatat că eclatorul tijă-placă se comportă la impulsuri prelungite (de exemplu 600/3000μs) diferit în funcție de polaritate, rezistența la străpungere fiind mult mai mare la polaritate negativă decît la cea pozitivă, mai mare chiar decît la unda de impuls normală 1/50 μs negativă [3]. În schimb, unda prelungită pozitivă aplicată tijei străpunge spațiul la eclatare pentru valori mai scăzute de creastă decît unda normală de polaritate pozitivă (fig. 2). O comportare similară s-a constatat la izolatoare suport, rigiditatea scăzînd pentru unda lungă pozitivă aproape de valoarea co-

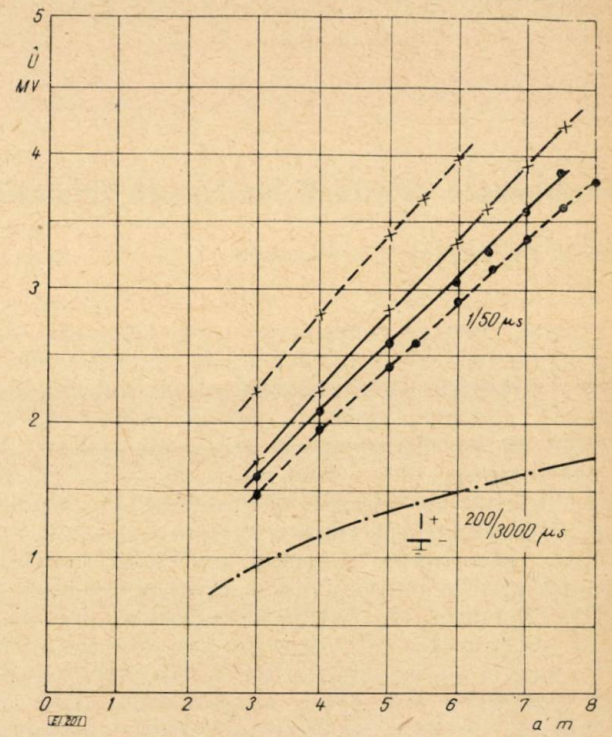


Fig. 2. Tensiunea critică de străpungere a eclatoarelor tijă-tijă și tijă-placă la impuls normal și prelungit (după Udo): × — impuls negativ ; ● — impuls pozitiv.

respunzătoare la frecvență industrială (50 Hz). De asemenea, s-a constatat curînd că valorile tensiunii de străpungere și conturnare la impulsuri prelungite prezintă o dispersie mult mai mare decît la unde de impuls 1/50 μs.

Aceste rezultate nu puteau decît să îndemne la noi cercetări cu tensiuni mai mari, cu și fără ploaie, cu forme de undă de lungime diferită (corespunzînd unor frecvențe de 1; 2,5 și 5 kHz), pentru dispozitivele izolante obișnuite în aer și sub ulei, pe lanțuri de izolatoare suspendate, izolatoare tije, treceri izolante etc.

În anul 1964 au apărut primele rezultate ale încercărilor efectuate în diferite laboratoare din U.R.S.S. [8], Italia [9], R.F.G. [7], S.U.A. [10], cu tensiuni de impuls normale și prelungite, ce puteau străpunge spații de eclatare de peste 5 m. La cele mai mari tensiuni și spații de eclatare s-a ajuns în aceste condiții în Japonia [5], cu care ocazie au apărut noi surprize.

La încercările de străpungere, pe fruntea undei de impuls au apărut descărcări în egrete (strimeri corona) de o lungime excepțională, cu curenți peste 2 kA și care deformau unda normală a generatorului în funcție de capacitatea

de impuls. Raportul dintre tensiunea de străpungere în 3 μs și cea critică crește cu distanța de eclatare. De aici rezultă dificultăți mari în aplicarea metodelor cunoscute de coordonare a izolației, din cauza variației factorului de impuls.

Comportarea exclatorului tijă-placă a devenit și mai diferențiată pentru cele două polarități. Pentru unde prelungite negative, tensiunea de străpungere la distanțe sub 1 m este de peste două ori mai mare decît tensiunea de impuls negativ normală (1/50 μs), care provoacă străpungerea în aceleași condiții. Tensiunea de străpungere tinde, pentru unde pozitive cu fruntea de 100—400 μs și distanțe de eclatare peste 2,5 m, evident spre saturație (fig. 3) scăzînd cu creșterea distanței *sub valoarea tensiunii de străpungere la frecvența industrială* ! Aceste rezultate îngrijorătoare s-au confirmat de experiențe întreprinse în U.R.S.S. [12]. Există un minim de tensiune pozitivă de străpungere a acestui eclator în funcție de lungimea frunții (fig. 4).

În general, rezistența dielectrică față de unde lungi (supratensiuni interne) nu crește liniar cu distanța de eclatare sau lungimea liniei de conturnare, ci are o tendință de saturare, astfel că mărirea „distanței are o influ-

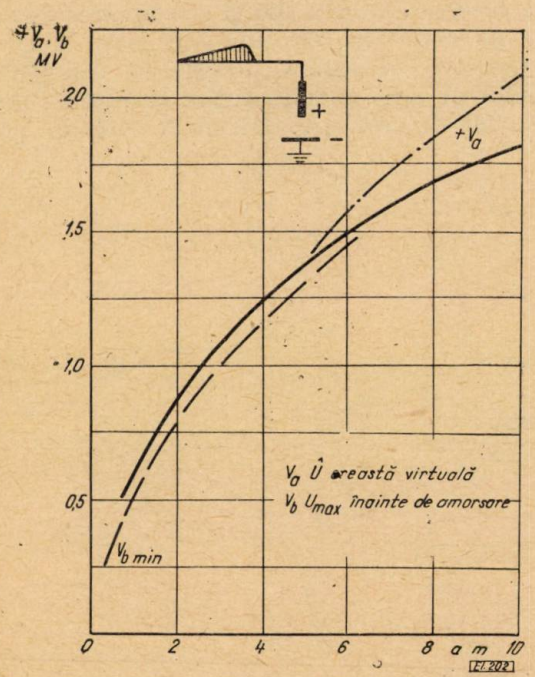


Fig. 3. Tensiunea de străpungere a eclatorului tijă pozitivă — placă negativă pentru solicitarea la impuls prelungit 400/3000 în funcție de distanță.

ență mică asupra creșterii rezistenței dielectrice" pentru unde prelungite cu polaritate pozitivă aplicate unui vîrf în față cu o placă. Deci, din experiențe efectuate (de exemplu cu 1 MV) nu se pot trage concluzii asupra comportării la tensiunea de 1,5 MV.

S-a mai constatat faptul surprinzător că, pe cînd la dispozitivul vîrf-vîrf și conductori paraleli apare influența umidității și corecțiile corespunzătoare sînt valabile, la dispozitivul

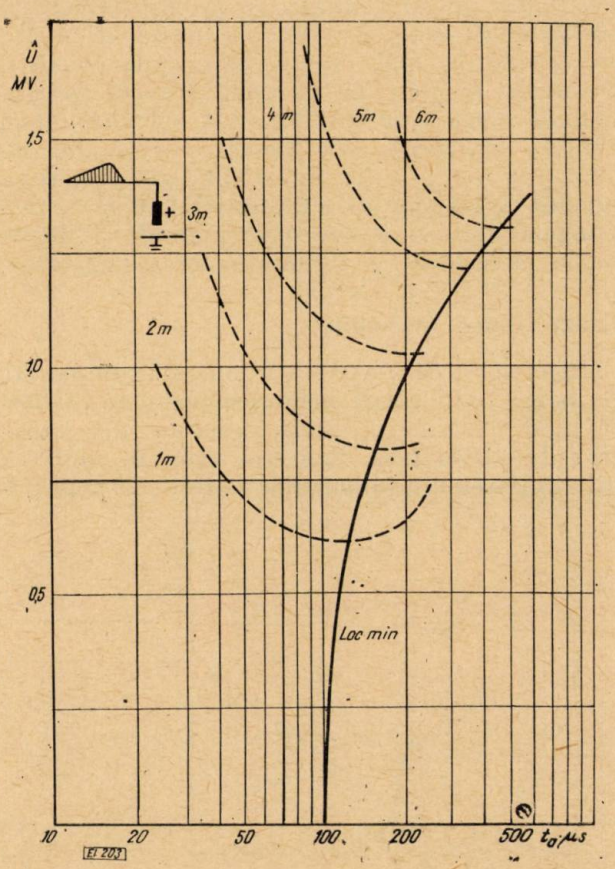


Fig. 4. Tensiunea de străpungere a eclatorului tijă pozitivă — placă negativă la impuls prelungit în funcție de întîrzierea la amorsare.

vîrf-placă comportarea, cu și fără ploaie, este egală, deci se poate renunța la corecție. Acest fapt este totuși oarecum liniștitor în sensul că umiditatea nu mai reduce din rigiditatea dielectrică, de altfel foarte redusă, a dispozitivului vîrf pozitiv, placă negativă.

Comportarea lanțurilor de izolatoare la unde prelungite cu frunți de 100—200 μs este caracterizată prin aceea că tensiunea critică de străpungere este mai joasă decît cea produsă de alternanțe negative de frecvență industrială și mult mai joasă decît cea produsă de alternanțe pozitive. Pe măsură ce lungimea lanțului crește, raportul dintre tensiunea de străpungere la unde prelungite și cea critică sub impulsuri normale descrește. Acest fapt ridică dificultăți în evitarea completă a conturnării izolației liniilor de foarte înaltă tensiune pentru supratensiuni de origine internă.

În același timp cu tendința de saturare, al cărei ritm încă nu se poate extrapola la tensiunile limită, mai apare endemic o dispersiune foarte mare a valorilor experimentale în cazul undelor cu frunte și spate lung în comparație cu cea constatată la unde normale de impuls [13]. Astfel, pe cînd la o scădere de 5% sub tensiunea de 50% amorsări, probabilitatea de străpungere este $p<10^{-3}$ la unde normale; ea devine la unde lungi de impuls $p<10^{-1}$. De aceea se propune ca rigiditatea dielectrică la unde lungi să se stabilească la cel puțin două abateri standard sub valoarea tensiunii de amorsare 50%. Alți autori [14] au propus ca nivelul de rezistență să fie stabilit la 0,13% străpungeri spre a avea, presupunînd o distribuție gaussiană, o siguranță corespunzătoare.

Cauze fizice probabile

Încercarea de a explica fenomenele observate pe baza unor relații macroscopice este sortită, în mod evident, eșecului, deoarece din cercetări de electronică fizică se știe de mult că diferențierea din punctul de vedere al polarității are explicații la nivelul purtătorilor mobili de sarcini elementare în cîmp. Studiile privind aceste fenomene complicate au făcut progrese mari datorită fotografierii lor în camera Wilson.

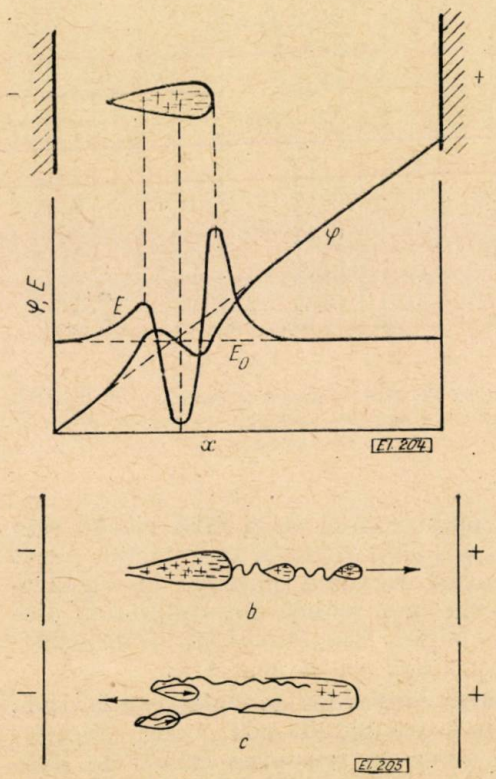


Fig. 5. Fazele străpungerii în aer după Raether:

a – distorsiunea cîmpului electric în jurul unei lavine de mare densitate: φ – potențialul; *E* – gradientul (E_0 – gradientul inițial), *b* – dezvoltarea canalului catodic, *c* – dezvoltarea canalului anodic prin fotoionizare.

Astfel, Raether [15] a reușit să dea o explicație a întîrzierii extrem de mici, deci a vitezei foarte mari de ionizare a unui spațiu de eclatare la unde de impuls, anume 10^{-9} s constatată cu mult înainte (1924) pe cale macroscopică de Burawoy [16]. Se produc în cîmp, în jurul purtătorilor primari, lavine cu o mare concentrație de electroni, care progresează spre anod cu viteze de circa $1{,}25\cdot10^5$ m/s, ionizînd un canal parțial și producînd o puternică distorsiune a cîmpului electric primar, mai ales în fața lavinei (fig. 5 a). Datorită gradientului foarte mare aici se produc ionizări intense care declanșează altele prin efect fotoelectronic. Viteza, cu trei ordine de mărime mai mare, a fotonilor, explică timpul de întîrziere la amorsare de ordinul nanosecundelor la distanțe de eclatare mici. Întreaga tensiune repartizîndu-se în fața și în spatele canalului parțial se ajunge la străpungere completă prin formarea cu o viteză de $1-2.10^6$ m/s (de 10 ori mai mare decît viteza electronilor) a unui „canal anodic" care face legătura finală între electrozi și duce la prăbușirea tensiunii (fig. 5 b și c).

Pe vîrfuri cîmpul ia la înalte tensiuni valori foarte mari și în fața lor se ajunge, în general, la depășirea cîmpului critic, indiferent de polaritate [15]. În fața unui vîrf negativ, cîmpul este intensificat de sarcinile spațiale pozitive care se adună acolo și descărcarea corona apare pe catod la tensiuni mai joase decît la vîrf pozitiv. În schimb, creșterea intensității cîmpului în fața vîrfului catod slăbește cîmpul în spațiul de eclatare. În cazul vîrfului pozitiv, din cauza egretelor pozitive care țîșnesc violent din anod, datorită lipsei sarcinii spațiale negative, tensiunea se deplasează în spațiul de eclatare și îl solicită mai puternic (fig. 6)

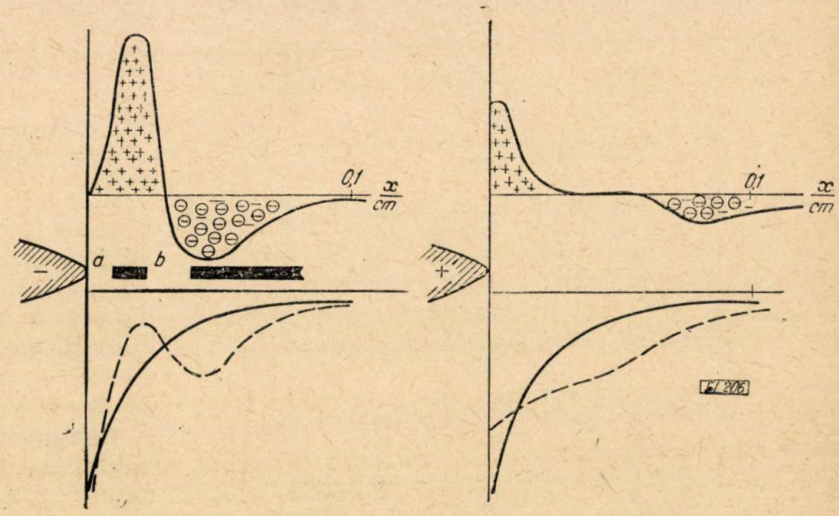


Fig. 6. Repartizarea cîmpului electric în fața unui vîrf negativ și pozitiv: ——— fără sarcini spațiale; – – – – – – cu sarcini spațiale, *a* – spațiul întunecat Crookes, *b* – spațiul întunecat Faraday.

Iată o primă explicație calitativă a străpungerii la o tensiune mai joasă a eclatorului vîrf pozitiv-placă negativă.

Comportarea nestabilă și cu o dispresiune mult mai mare a tensiunii de amorsare a acestui dispozitiv în plaja tensiunilor „medii" (12—17 kV) se cunoaște din toate manualele de înaltă tensiune [17], dar, din cauză că această instabilitate dispare la tensiuni și distanțe mai mari, se putea presupune că dispozitivul nu prezintă dificultăți deosebite decît într-o plajă restrînsă de tensiuni. Totuși, azi știm că aceste fenomene, analizate de mai mult timp pentru distanțe de ordinul centimetrilor nu se pot extrapola întocmai la distanțe de metri [18].

Intervine, între altele, un efect de minimă tensiune de amorsare în funcție de pantă, de lungimea undei pozitive (fig. 4). O explicație calitativă se poate da și pentru acest efect. Panta care duce la o străpungere ușoară este suficient de înceată pentru ca numărul egretelor care apar în jurul vîrfului să fie redus; în schimb, suficient de rapidă pentru ca la desfășurarea canalului egretei principale să nu se producă concentrări de sarcini spațiale, care să sustragă și să polarizeze cîmpul din spațiul de eclatare, slăbind solicitarea lui.

Fenomenele prezintă o oarecare analogie cu străpungerea distanțelor mult mai mari de către trăsnet. Se știe că descărcări prealabile, lideri, țîșnesc din norul negativ spre sol și progresează sacadat, parcurgînd cîte 20—80 m, cu viteza de 2.10^6 m/s. Înainte de a ajunge la sol, datorită creșterii cîmpului, apare o descărcare parțială pozitivă mult mai puternică de la un vîrf de pe sol spre canalul negativ care coboară. În jurul ambelor vîrfuri de canale apar, înainte de unirea lor, după cercetările lui F.C. Wagner [17], sarcini spațiale și descărcări parțiale avînd forma unor ciuperci și care ușurează stabilirea unui canal continuu de descărcare între pămînt și nor. Descărcarea pozitivă apare apoi cu un curent mare (de ordinul kA), pornind de la sol și neutralizînd cuiburile de sarcini negative din nor.

Comportarea vîrfului pozitiv și a egretelor care țîșnesc din el trebuie studiată în legătură cu descărcarea pozitivă intensă care apare la sol, cu care are contingențe strînse. Ea reduce, de fapt, distanța de eclatare fără a provoca sarcini spațiale de ecranare ca în cazul vîrfului respectiv al liderului negativ. Această descărcare pozitivă nu se poate dezvolta decît cu o viteză mai mică decît cea a liderilor. De aceea, ea se desfășoară mai degrabă la unde prelungite, ceea ce provoacă, probabil, dependența de panta undei.

Desigur că aceste explicații provizorii au numai caracterul unor ipoteze de lucru, menite a da o explicație experiențelor efectuate pînă în prezent. Se deschide aici un cîmp larg de cercetare pentru cei ce dispun de laboratoare corespunzătoare.

Urmări și soluții posibile

Izolațiile liniilor de tensiuni limită se compun din lanțuri de izolatoare de tip farfurie sau tijă, iar aceea a stațiilor conține și izolatoare suport, sub formă de coloane întregi sau compuse prin suprapunerea unor elemente. Cîmpul electric care apare între electrozii pe care se poate dezvolta conturnarea este foarte neuniform. De aceea, se poate aștepta o dispersiune mare a tensiunilor de amorsare, ceea ce a apărut cu ocazia experimentelor [19].

Fenomenele observate, comentate în această lucrare, duc la modificarea unora dintre principiile de bază ale proiectării transmisiilor electroenergetice, dacă prin descoperirea cauzelor intime ale lor nu se vor putea descoperi mijloace și metode pentru modificarea comportării izolației în aer la supratensiuni interne tranzitorii (unde prelungite).

De vreme ce tensiunea de străpungere medie la unde de impuls prelungite scade sub tensiunea de amorsare și chiar de ținere la frecvența industrială, aceasta din urmă nu mai poate să fie luată drept criteriu pentru dimensionarea izolației instalațiilor. Va trebui să se stabilească, pe baza unor extinse cercetări, criterii noi, ca de exemplu criteriul rezistenței la unde prelungite de impuls, ca acelea ale supratensiunilor interne de comutație.

Nu mai puțin surprinzătoare apare apropierea tensiunii de conturnare la impuls prelungit de cea de impuls normal a unor lanțuri de izolatoare odată cu trecerea la lungimi foarte mari de conturnare. Acest fapt trebuie pus în legătură cu condițiile și criteriile acceptate pentru coordonarea izolației, care prevăd între altele că instalațiile trebuie să reziste la supratensiuni interne (unde prelungite) și pot să fie conturnate la supratensiuni atmosferice (unde normale) [20].

Soluții pentru eliminarea dispersiunii, aplicate cu bune rezultate, au fost, pe de o parte, acelea care au prevăzut uniformizarea cîmpului, deci evitarea vîrfurilor prin rotunjiri și ecrane la aparate și trecerea la conductori fasciculari pe linii. La tensiuni foarte înalte, această ecranare și rotunjire dă un aspect nou, dar nu lipsit de cheltuieli suplimentare, aspect cunoscut de la instalațiile laboratoarelor de foarte înaltă tensiune. Pe de altă parte, dispersiunea se elimină prin oferirea unui singur dispozitiv (de exemplu vîrf-placă, oricărei polarități care apare la bornele aparatului. Această măsură aplicată de mai mult timp pentru „coordonarea izolației unui aparat" va întîmpina dificultăți din cauza valorii mult mai joase a tensiunii de conturnare la vîrf pozitiv față de cel negativ

în cazul undelor prelungite, ceea ce face ca conturnarea să apară cu precădere la unda pozitivă. Evitarea oricărui „vîrf" va fi foarte dificilă la separatoare, dar chiar la întreruptoare și transformatoare eliminarea lor completă va întîmpina greutăți.

Ceea ce s-ar putea face este de a profita de dispersiunea ceva mai mică a eclatorului tijă-tijă atît la unde de impuls normale (fig. 3), cît și la cele prelungite, dispunînd vîrfuri acolo unde există „o placă". Este totuși puțin probabil ca atît beneficiarii cît și constructorii să accepte ca aparatele să ia aspectul unor arici.

Linia curentă oferă în intervalele între stîlpi un dispozitiv conductor-conductor, care se distinge prin tensiuni mai mari de conturnare decît dispozitivul vîrf—placă negativă, cu păstrarea variației tensiunii de străpungere în funcție de lungimea undei [5]. Experimentele vor mai trebui extinse la tensiuni peste 1,5 MV și distanțe peste 3 m. Supratensiunile de comutare pozitive ce se vor propaga pe linii vor putea, ca în cazul celor atmosferice, să provoace conturnări pe distanțe egale cu cele dintre conductoare dacă întîlnesc dispozitive vîrf-placă (de exemplu separatoare). Coordonarea izolației va trebui să prevadă deci distanțe mai mari de conturnare pe aparataj decît între conductoarele liniilor [21].

O măsură care scade cîmpul electric pe conturul conductorilor este, după cum se știe, fascicularizarea, necesară pentru reducerea efectului și a pierderilor corona. Influența ei asupra străpungerii unor distanțe mari în aer între faze nu se cunoaște încă și va trebui să fie cercetată teoretic și experimental.

Este ușor de înțeles că, fără o extindere a cercetărilor experimentale, nu se va putea trece la fixarea parametrilor unei transmisii, mai ales a distanțelor de conturnare, de care depinde, în mod esențial, costul ei. Este demn de notat că măsurile de preîntîmpinare a dificultăților apărute la distanțe mari de conturnare nu se vor putea stabili în mod competent decît dacă se va putea extinde cercetarea la toate aspectele și dispozitivele ce se întîlnesc în practica transmisiei electroenergetice și adînci în domeniile fundamentale ale electrofizicii. Făcînd apoi legătura între rezultatele acestor cercetări de structură și aspectele macroscopice și dinamice ale mișcării purtătorilor de sarcini și ale deformării cîmpului se vor putea elabora criterii pentru dimensionarea și construcția cît mai corespunzătoare ale echipamentului electric pentru noua, și poate ultima treaptă de tensiune a transmisiei în curent alternativ, care va întrece limita de 1 MV.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Solicitările echipamentului stațiilor de foarte înaltă tensiune, În : Electrotehnica **7** nr. 12, 1959, p. 418—428.

[2] *Hagenguth, J. H., Rohlfs, A. F.* și *Degnan, W. I.* Sixty-cycle and impulse sparkover of large gap spacings. În: AIEE, Trans. Pow. App.& Syst. **71**, 1952, p. 455—460

[3] *Jacottet, P.* Die elektrische Festigkeit von Isolieranordnungen. În : ETZ-A **83**, nr. 10, mai 1962, p. 317—327.

[4] *Johansen, O.S.* și *Bakken, I. A.* Tests with long impuls waves on rod gap and post insulators. CIGRÉ, rap. nr. 418, 1964.

[5] *Udo, T.* Sparkover characteristics of large gap spacings and long insulator stings. In : IEEE, Trans. Pow. App. & Syst., **83**, nr. 5, mai 1964, p. 471—483 și **84**, nr. 4, apr 1965, p. 304—309.

[6] *Avramescu, A.* Criterii tehnico-economice pentru construcția echipamentului de foarte înaltă tensiune. In : Electrotehnica **8**, nr. 1, ian 1960, 2—10.

[7] *Jacottet, P.* Einfluss der Frequenz und Schlagweite auf die Schaltspannungsfestigkeit von Stabfunkenstrecken und Isolatoren. In : ETZ-A **85**, nr. 9, 1964, p. 257—261.

[8] *Alexandrov, G. N.* Die Untersuchung der elektrischen Festigkeit der Freileitungsisolation bei Schaltüberspannungen. În: Elektrie **19**, nr. 11, 1965, p. 446—447.

[9] *Carrara, G.* Impulse sparkover voltages of rod gaps. CIGRÉ, nr. 328, 1964.

[10] *Boehne, E. W., Carrara, G.* Switching surge insulation strength of extra high voltage line and station structures. CIGRÉ, rep. nr. 415, 1964.

[11] *Stekolnikov, I. S., Brago, E. N.* și *Bazelian, E. M.* Snijenie razriadnîh napriajenii v dlinnîh promejutcah na kosougolnoi volne. În : Jurnal tehniceskoi fiziki **32**, 1962, p. 993—1000.

[12] *Owens, I. B.* The Determination of Switching surge withstand voltages for EHV insulation systems. In : IEEE, Trans. Pow. App. & Syst. **83**, mart 1964, p. 263—266.

[13] *Rawls, I. A., Kalb, J. W.* și *Hileman, A. R.* Full scale testing of VEPCO 500 kV line insulation. In : IEEE, Trans. Pow. App. & Syst. **83**, nr. 3, mart 1964, p. 245—256.

[14] *Stekolnikov. I. S.* Priroda dlinoi iskrî (Natura descărcărilor în scînteie lungi). Moscova, Izd. Akad. Nauk SSSR., 1960, 266 pag.

[15] *Lesch, G.* Lehrbuch der Hochspannungstechnik, Berlin-Göttingen-Heidelberg, Springer Verlag, 1959.

[16] *Binder, L.* Wanderwellen auf experimenteller Grundlage. Berlin, Springer Verlag, 1926.

[17] *Strigel, R.* Elektrische Stossfestigkeit, ed. 2. Berlin, Springer Verlag, 1958.

[18] *Kostenko, M. V.* Problema sverhvisokih napriajenii (Problema tensiunilor foarte înalte). In : Iz. V.U.Z. — Energhetika, nr. 10, 1961, p. 4—11.

[19] Peredacia elektroenerghii na rastoiania 1500—3000 km (Transportul energiei electrice pe distanțe de 1500—3000 km). Novosibirsk, Izd. Sibirs. Otdel. A. N. SSSR., 1963, 140 pag.

[20] *Sirotinski, L. I.* Hochspannungstechnik. Aussere Überspannungen. Wanderwellen (traducere din limba rusă). Berlin, Verlag Technik, 1966.

[21] *Hertig, G. E.* și *Igman, R. W.* Fundamentals for the determination of EHV switching-surge rotings. In : Pow. App. & Syst. **84**, nr. 3, 1965, p. 236—243.

Intrat în redacție la 18. V. 1966

O nouă metodă de control al parametrilor nominali ai motoarelor asincrone

Vasile N. Nedelcu* — Bucureşti

CZ 621.313.333.011/012.001.41

Generalităţi

Maşina asincronă este cel mai important consumator de energie electrică. În toate ţările industrial dezvoltate, construcţia motoarelor asincrone ocupă un loc preponderent în ramura industriei constructoare de maşini.

Una dintre problemele fundamentale care se ridică la orice maşină este aceea de a verifica dacă aceasta prezintă în exploatare parametrii nominali indicaţi de fabrica constructoare şi înscrişi pe placa indicatoare a maşinii.

Normele tehnice naţionale şi internaţionale admit anumite abateri ale parametrilor nominali.

Problema stabilirii riguroase a parametrilor nominali, respectiv a abaterilor acestora, în cazul maşinii asincrone, în tehnica mondială se rezolvă în modul următor.

— După cum se arată în [1, p. 80], pentru seriile de motoare asincrone această problemă se rezolvă supunînd încercărilor de tip 1/4—1/5 din totalul exemplarelor seriei respective.

— În [2, p. 486] se arată că metodica propusă de O.D. Goldberg pentru stabilirea limitelor de variaţie a parametrilor nominali în funcţie de limitele de variaţie a mărimilor de gol şi scurtcircuit prezintă un interes deosebit.

Procedura indicată în [1], deşi este cea mai sigură, prezintă următoarele dezavantaje: consum mare de energie; necesită un volum foarte mare de timp; necesită aparatură complexă şi suprafeţe mari în laboratoarele de încercări; necesită personal tehnic numeros şi superior calificat.

Procedura la care se referă [2] prezintă, de asemenea, numeroase laturi slabe:

— căutînd să rezolve problema pe cale analitică, pentru simplificarea relaţiilor, metodica pierde controlul cantitativ dintre parametrii de control (gol şi scurtcircuit), stabilind valori arbitrare pentru pierderile de mers în gol şi scurtcircuit în cadrul pierderilor totale;

— în plus, metoda este incapabilă de a corela limitele de variaţie a alunecării cu limitele de variaţie a celorlaţi parametrii nominali ai maşinii considerate (sau seriei de maşini).

Cele arătate duc la concluzia că, în stadiul actual al producţiei şi încercărilor maşinii asincrone, problema predeterminării valorilor parametrilor nominali ai motoarelor asincrone, produse în serii mari nu este rezolvată.

În continuare se propune o nouă metodă bazată pe diagrama cercului maşinii asincrone.

Expunerea metodei

Normele tehnice stabilesc toleranţe pentru următoarele mărimi nominale: randament; factor de putere; cuplu electromagnetic maxim; cuplu de pornire; curent de pornire; viteză de rotaţie, respectiv alunecare.

În teoria maşinii asincrone, rolul important pe care-l are diagrama cercului este destul de cunoscut.

Corelarea simultană a tuturor parametrilor nominali, care caracterizează funcţionarea şi construcţia maşinii, este posibilă numai prin intermediul diagramei cercului. Acest considerent a stat la baza conceperii noii metode (fig. 1).

Astfel, pe baza datelor nominale ale seriei, se construieşte cercul nominal C_n de centru Q_n.

Construcţia cercului pentru maşina asincronă cu rotorul bobinat sau în scurtcircuit este expusă în toate lucrările consacrate teoriei maşinilor electrice de curent alternativ. Din această cauză nu se insistă asupra acestei probleme.

Punctul A_n de pe cerc corespunde regimului nominal de funcţionare.

Metoda constă în construirea de cercuri limită ai căror parametri corespund abaterilor stabilite de norme.

În acest scop, considerînd η_g şi cos φ_g drept randament şi factor de putere limită, poate fi determinat curentul absorbit de stator din reţea:

$$I_{ng} = \frac{P_n}{3\,U_n\,\eta_g \cos\varphi_g},$$

unde P_n este puterea nominală (la arbore) a motorului.

Dacă se cunoaşte cos φ_g şi I_{ng} în planul complex, poate fi reprezentat punctul A_{ng}, adică punctul corespunzător regimului nominal limită la valori inferioare (admisibile) ale randamentului şi factorului de putere. Aceasta înseamnă că toate cercurile limită trebuie să treacă prin acest punct. Proiecţia lui I_{ng} pe axa ordonatelor, adică segmentul $A_{ng}\,E$, reprezintă componenţa activă a curentului statorului, deci la altă scară puterea activă limită absorbită de motor din reţea. Dacă acest segment se înmulţeşte cu η_g se obţine segmentul $A_{ng}\,B$

* Dr. ing. *V. N. Nedelcu* este profesor la Catedra de maşini electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu Dej" din Bucureşti.

care reprezintă puterea utilă dezvoltată de motor, cînd acesta absoarbe din reţea puterea A_{ng} E, adică puterea nominală a motorului. Deci punctul B este un punct al dreptei caracteristice a puterii utile faţă de orice cerc:

$$A_{ng}\, B = \eta_g\, A_{ng}\, E.$$

Procedînd în acest mod, se construiesc cercurile C_1', C_2' de centre Q_1', Q_2', care intersectează dreapta A_{n0} $A_{n\infty}$ în punctele A_{10}', A_{20}'.

Dreptele A_{20}' B şi A_{10}' B sînt dreptele caracteristice ale puterii utile ale celor două cercuri, iar punctele A_{1k} şi A_{2k} reprezintă deci

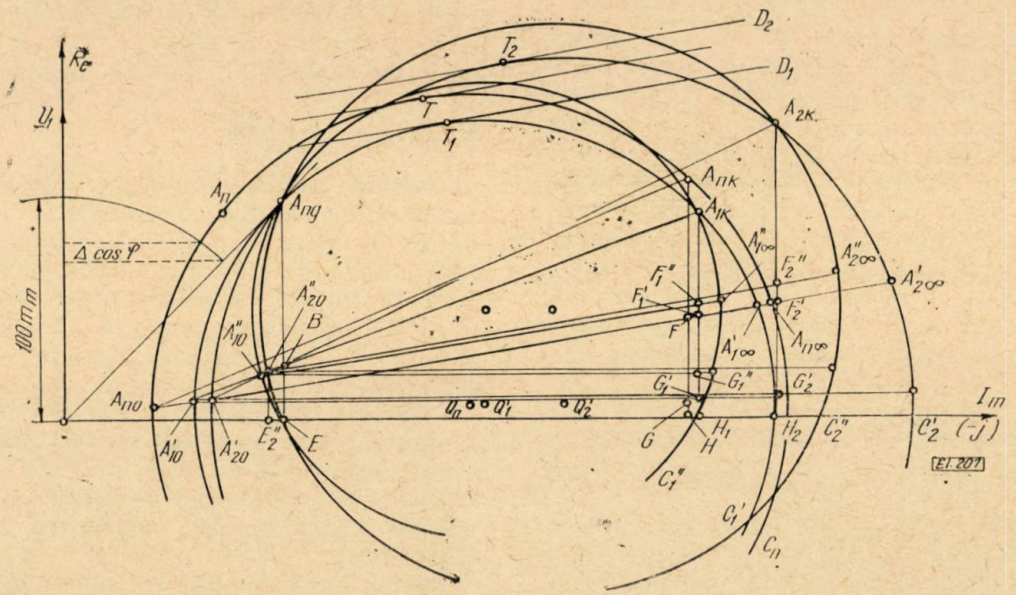


Fig. 1. Utilizarea cercurilor limită (C_1', C_2'; C_1'', C_2'') pentru stabilirea limitelor de variaţie ale parametrilor de control în funcţie de abaterile parametrilor nominali.

Aceasta înseamnă că dacă se mai cunoaşte încă un punct al acestei drepte, dreapta puterii utile este determinată.

Pentru construcţia cercurilor limită se admite ipoteza R_s = const., adică rezistenţa unei faze a statorului este constantă.

Această ipoteză permite să se considere dreapta caracteristică a cuplului electromagnetic (A_{n0} $A_{n\infty}$) a cercului nominal C_n paralelă la dreapta cuplurilor oricărui cerc limită.

A doua ipoteză, care se adoptă, consideră dreapta centrului nominal dreaptă comună a centrelor tuturor cercurilor limită.

Considerînd abaterile admisibile ale momentului maxim:

$$\pm \Delta M_{max} = \pm m,$$

pot fi trasate dreptele D_1, D_2 paralele la dreapta A_{n0} $A_{n\infty}$ la distanţele $M_{max} - m$ şi $M_{max} + m$ faţă de aceasta. În consecinţă, pentru construcţia cercurilor limită trebuie rezolvată următoarea problemă de geometrie:

— să se construiască un cerc C_1', respectiv C_2', care să treacă printr-un punct dat A_{ng}, care să fie tangent la o dreaptă D_1 sau D_2 şi căruia i se cunoaşte dreapta de centru.

În anexă (fig. 2) sînt expuse metodele geometrice cu ajutorul cărora poate fi rezolvată această problemă.

punctele de alunecare unitară (s=1), adică punctele de scurtcircuit.

Asemănător, dreptele A_{10}' A_{1k}' şi A_{20}' A_{2k}' paralele la dreapta A_{n0} $A_{n\infty}$ prin punctele A_{10}' şi A_{20}' reprezintă dreptele caracteristice ale cuplului electromagnetic pentru cercurile C_1 şi C_2.

Segmentele A_{1k} H_1 şi A_{2k} H_2 reprezintă pierderile de scurtcircuit, după cum segmentele A_{1k} F_1' şi A_{2k} F_2' reprezintă cuplurile de pornire pe care le dezvoltă maşina în cele două situaţii.

Rezultă deci că valoarea maximă a pierderilor de scurtcircuit, în ipoteza respectării tuturor toleranţelor la parametrii nominali, este reprezentată de segmentul A_{2k} H_2, iar valoarea minimă, de segmentul A_{1k} H_1.

Pentru determinarea valorilor limită ale pierderilor de mers în gol se construiesc cercurile limită C_1'', C_2''. Aceste cercuri trebuie să treacă prin punctele E, A_{ng}, A_{1k} şi, respectiv, E, A_{ng}, A_{2k}. Construcţia acestor cercuri nu ridică nici o problemă deosebită. Ducînd dreptele: A_{10}'' $A_{1\infty}''$ şi A_{20}'' $A_{2\infty}''$ se obţin punctele F_1'' şi F_2'', astfel încît segmentele A_{1k} F_1'' reprezintă cuplul de pornire minim, iar A_{2k} F_2' reprezintă cuplul de pornire maxim, care pot fi dezvoltate de maşină. Corespunzător, A_{20}'' E_2'' reprezintă pierderile maxime admisibile de mers în gol.

Cunoscînd valorile pierderilor maxime şi minime admisibile de mers în gol şi scurtcircuit şi pierderile totale admisibile, se trasează domeniul valorilor admisibile P_0, P_k în planul corespunzător.

Punctele determinate permit stabilirea valorilor limită şi pentru curenţii de mers în gol şi scurtcircuit, cum şi controlul tuturor parametrilor în funcţie de valorile alunecării limită, respectiv ale vitezei de rotaţie, la seria de motoare considerată.

Astfel, segmentele OA_{2k} şi OA_{1k} reprezintă valorile maximă şi minimă ale curentului de scurtcircuit; segmentul OA''_{20} reprezitnă valoarea maximă a curentului de mers în gol. În acest mod pot fi trasate domeniile valorilor admisibile I_0, I_k şi I_k, P_k.

Concluzii

—Metoda propusă permite a considera corelaţia cea mai generală dintre abaterile admisibile ale parametrilor nominali ai unei serii de motoare asincrone cu abateri admisibile ale datelor de control de la încercarea de mers în gol şi scurtcircuit: pierderi de mers în gol, pierderi de scurtcircuit, curent de mers în gol şi curent de scurtcircuit.

— Metoda arată că limitele impuse de normele tehnice naţionale şi internaţionale pentru variaţia parametrilor nominali n-au nici o justificare ştiinţifică, deoarece impunînd limite de variaţie anumitor parametri, limitele de variaţie a celorlalţi rezultă a fortiori.

— În comparaţie cu singura metodă existentă în literatura tehnică mondială, indicată în [2] (metoda analitică), metoda propusă (geometrică) nu necesită calcule laborioase sau construcţii complicate.

— Metoda propusă prezintă avantajul esenţial de a controla alunecarea limită şi de a corecta valorile limită ale parametrilor nominali în funcţie de alunecare.

— Folosind diagramele cercului corespunzătoare, metoda poate fi aplicată atît în cazul motoarelor cu rotorul bobinat, cît şi al celor cu rotorul în scurtcircuit cu simplă sau dublă colivie de veveriţă.

— Folosirea metodei asigură controlul eficace al parametrilor nominali ai motoarelor asincrone din producţia de serie mare, contribuind la îmbunătăţirea calităţii acestora, fără a necesita instalaţii speciale de încercare.

ANEXA

În figura 2 se arată construcţia cercului C_g, tangent la dreapta D_2, care trece prin punctul A şi care are centrul pe dreapta $Q_1\ Q_g$.

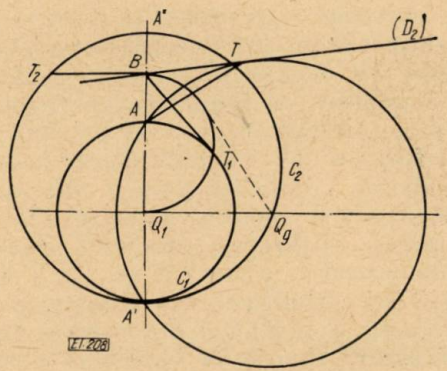


Fig. 2. Construcţia grafică a unui cerc care trece printr-un punct dat B este tangent la o dreaptă dată D_2 şi se cunoaşte dreapta centrului $Q_1\ Q_g$.

În acest scop se ia punctul simetric faţă de axa $Q_1\ Q_g$ al punctului A, adică A'.

Se construieşte cercul C_1 de centrul Q_1 şi de rază $Q_1 A$. Tangenta la centrul C_1 din punctul B (BT_1) satisface relaţia: $BT_1^2 = BA \cdot BA'$.

Deoarece punctele A, A' sînt şi pe cercul C_g rezultă că: $BT = BT_1$.

Se determină astfel punctul de tangenţă T; avînd punctele A şi T ale cercului C_g, perpendiculara prin mijlocul coardei AT intersectează dreapta centrului în punctul Q_g (q.e.d.).

Bibliografie

[1] *Nürnberg, W.* Prüfung elektrischer Maschinen. 4 Aufl. Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer Verlag, 1959.

[2] *Jerve, G. K.* Promîşlennie ispitania elektriceskih maşin (Încercările industriale ale maşinilor electrice). Ed. II-a. Moscova, Leningrad, G.E.I., 1959 (limba rusă).

Intrat în redacţie la 6. IV. 1966

Tendințe actuale în construcția transformatoarelor de mică putere

Tiberiu Ciubotaru* — București

CZ 621.314.2.026.444/445.001.12

Se consideră ca făcînd parte din domeniul transformatoarelor de mică putere unitățile de transformatoare cuprinse între 25 și 1 600 kVA. Transformatoarele din această gamă asigură distribuția energiei electrice pentru marea majoritate a consumatorilor și din această cauză prezintă o importanță economică deosebită.

Noile materiale magnetice și electroizolante introduse în ultimii ani în construcția transformatoarelor au condus la creșterea performanțelor concomitent cu reducerea greutății gabaritului și a prețului de cost al acestora. Creșterea performanțelor s-a datorat, de asemenea, într-o măsură însemnată găsirii unor noi soluții constructive pentru circuitul magnetic și înfășurării. Utilizarea mașinilor electronice de calcul a permis aplicarea pe scară largă a calculelor de optimizare și a condus la o stabilire corectă a nivelelor de pierderi în miez și în înfășurări, funcție de condițiile economice existente în perioada considerată.

În acest articol se prezintă tendințele existente în construcția transformatoarelor de mică putere în țările cu industrie dezvoltată. Pentru limitarea cadrului la ceea ce se consideră esențial, se va insista asupra problemelor ridicate de dezvoltarea construcției miezului și înfășurărilor. Pentru scoaterea în evidență a factorilor de care depinde progresul în dezvoltarea construcției transformatoarelor, funcție de gradul de utilizare a materialelor active, în continuare se prezintă relația fundamentală de dimensionare.

1. Relația fundamentală de dimensionare

Pentru transformatorul trifazat cu coloane, între putere, factorii de umplere ai coloanei și ai ferestrei miezului, încărcările electromagnetice ale materialelor active și dimensiunile circuitului magnetic există relația [1]:

$$P = 5.24 \cdot f \cdot K_D \cdot K_F \cdot \delta \cdot B \cdot x \cdot y \cdot D^4 \cdot 10^{-5} \text{ kVA}, \quad (1)$$

în care:

P este puterea transformatorului, kVA;
f — frecvența;
K_D — factorul de umplere a secțiunii cercului circumscris coloanei miezului;
K_F — factorul de umplere a ferestrei miezului;
δ — densitatea medie a curentului în înfășurări, A/mm²;
B — inducția în coloană, Tesla;
D — diametrul coloanei miezului, cm;
H — înălțimea ferestrei, cm;
F — lățimea ferestrei, cm;
$x = \frac{H}{D}$; $y = \frac{F}{2D}$.

Relația (1) pune în evidență factorii asupra cărora constructorul poate acționa în vederea micșorării greutății și gabaritului transformatorului avînd caracteristici impuse, funcție de materialele și de posibilitățile tehnologice care-i stau la dispoziție. Mărimea produsului $x.y.D^4$ depinde de modificările aduse factorilor K_D, K_F, δ și B. Posibilitatea de creștere a factorilor δ și B este legată de îmbunătățirea calității materialelor active, iar mărirea factorilor de umplere K_D și K_F este posibilă prin utilizarea unor materiale electroizolante superioare și aplicarea unor noi soluții constructive.

2. Construcția miezului

În ultimii zece ani, construcția miezului transformatoarelor de mică putere a fost puternic influențată de apariția tolelor magnetice de calitate superioară. Tolele laminate la cald s-au ameliorat treptat, dar neesențial. De la pierderi specifice de 3,0 W/kgf la inducția de 1,5 T și frecvența de 50 Hz s-a reușit să se coboare nivelul la 2,5 W/kgf, apoi la 2,2 W/kgf, inducția maximă de lucru admisibilă și permeabilitatea magnetică rămînînd, practic, neschimbate. Pierderile specifice de 2,2 W/kgf la 1,5 T și 50 Hz au fost considerate ca limită inferioară pentru tabla laminată la cald, orice progres ulterior fiind posibil numai prin modificarea esențială a procesului de fabricație a tolelor [2].

Prin tratament special și laminare la rece s-a obținut tabla cu cristale orientate, la care pierderile specifice în sensul de laminare, pentru calitatea M6, mai frecvent utilizată, la inducția de 1,5 T, sînt 1,1 W/kgf. Pentru calitatea M5, pierderile specifice au fost scăzute la 1,0 W/kgf. Pierderile specifice ale noilor sorturi de tablă reprezintă 50% din pierderile obținute la tabla laminată la cald, de calitatea cea mai bună. Noul material magnetic permite, de asemenea, creșterea inducțiilor de lucru cu circa 10% față de valorile utilizate anterior, iar permeabilitatea ridicată conduce la scăderea de cîteva ori a curentului de mers în gol al transformatorului. Calitățile favorabile ale tablei cu cristale orientate se manifestă însă numai pe direcția de laminare (fig. 1) [3]. Comparînd pierderile specifice la inducția 1,5 T ale tablei laminate la cald, de calitatea cea mai

* Ing. *T. Ciubotaru* este șeful laboratorului „Transformatoare" la I.C.P.E.

bună (2,2 W/kgf) şi ale tablei cu cristale orientate pentru o direcţie de circulaţie a fluxului perpendiculară pe direcţia de laminare (3,55 W/kgf), se constată că în acest caz tabla laminată la rece este inferioară.

Din figura 1 rezultă că pierderile specifice pentru o circulaţie a fluxului perpendicular pe direcţia de laminare sînt de aproximativ 3,3 ori mai mari decît cele obţinute în cazul circulaţiei fluxului pe direcţia de laminare.

Dacă tabla cu cristale orientate este utilizată în construcţia clasică a miezului cu coloane cu îmbinări la 90° şi număr redus de trepte la jug, în porţiunile de jug aflate în capul coloanelor fluxul circulă, practic, perpendicular pe direcţia de laminare sau la un unghi la care pierderile sînt la fel de mari. Porţiunile de jug din capul coloanelor reprezintă aproximativ 26% din greutatea totală a miezului. Pe ansamblu, factorul de creştere a pierderilor specifice, datorat circulaţiei necorespunzătoare a fluxului în zonele de jug specificate, rezultă :

$$0{,}74 \cdot 1 + 0{,}26 \cdot 3{,}3 = 1{,}6.$$

Dacă pierderile specifice pentru direcţia de laminare la tablă recoaptă, determinate la aparatul Epstein, sînt de 1,1 W/kgf la 1,5 T şi 50 Hz, în miezul cu îmbinări la 90°, acestea cresc la $1{,}1 \times 1{,}6 = 1{,}76$ W/kgf. Scăderea pierderilor specifice obţinută în transformator prin trecerea de la tablă laminată la cald, de 2,2 W/kgf, la tabla laminată la rece recoaptă este de numai 0,44 W/kgf, ceea ce reprezintă aproximativ 20%. În aceleaşi condiţii, curentul de mers în gol scade cu aproximativ 50% [4]. Aceste reduceri ale pierderilor active şi ale curentului de mers în gol sînt suficient de importante pentru a justifica din punct de vedere tehnico-economic introducerea tablei laminate la rece, indicînd însă o utilizare neraţională a noului material magnetic. Trebuie făcută precizarea că reducerile, comparativ cu tabla laminată la cald, se realizează în cazul în care tabla este recoaptă. Dacă operaţia de recoacere nu este introdusă, reducerea pierderilor, la înlocuirea tablei laminate la cald cu tablă cu cristale orientate în miezul cu îmbinări la 90°, poate deveni neglijabilă.

Utilizarea raţională a tablei cu cristale orientate impune modificarea construcţiei miezului şi revizuirea unor faze ale tehnologiei aplicate, în cazul utilizării tablei laminate la cald.

Datorită multor avantaje pe care le prezintă construcţia de miez cu coloane, este aplicată, dar, pentru o corectă utilizare a tablei laminate la rece, trebuie să i se aducă modificări, printre care cele mai importante sînt următoarele [5] :

— numărul de trepte la jug este, practic, egal cu numărul de trepte ale coloanelor, factorul de creştere a secţiunii jugului faţă de secţiunea coloanei fiind aproximativ acelaşi pe fiecare treaptă în parte ;

— tăierea tolelor şi îmbinarea jugurilor cu coloanele se fac sub un anumit unghi ;

— buloanele care traversează secţiunea activă sînt, practic, eliminate.

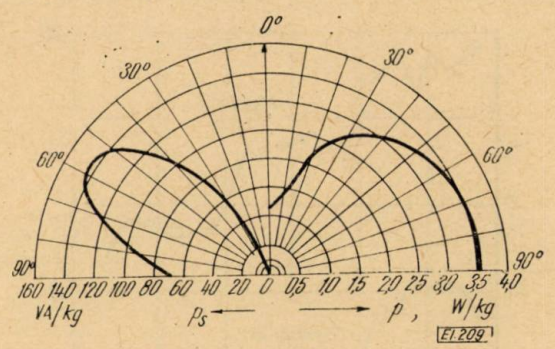


Fig. 1. Tole magnetice cu cristale orientate, laminate la rece, de calitate M6. Variaţia pierderilor specifice active şi reactive la 1,5 T şi 50 Hz :
0° - direcţia de laminare ; p_s – pierderi specifice reactive ; p – pierderi specifice active.

Introducerea modificărilor enumerate a atras complicarea construcţiei schelei şi a tehnologiei de tăiere a tolelor. Pentru simplificarea soluţiilor s-au făcut numeroase studii, însă rezultatele arată că nici una dintre variante nu prezintă un avantaj hotărîtor asupra celorlalte [5].

Pentru miezurile transformatoarelor de mică putere, tipul cu coloane, sînt utilizate în prezent mai multe variante de îmbinare, printre care şi cele indicate în figura 2.

Alegerea modului de îmbinare depinde în mare măsură de caracterul producţiei şi de tehnicitatea utilajelor folosite pentru tăierea tolelor la lăţime şi lungime. La construcţiile la care îmbinarea jugurilor cu coloanele se face la un unghi apropiat de 45°, cantitatea de tole în care fluxul circulă pe o direcţie necorespunzătoare se reduce la aproximativ 4—6%. Aplicînd relaţia pentru determinarea factorului de creştere a pierderilor în miezul împachetat,

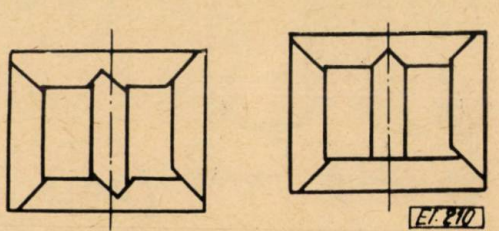


Fig. 2. Două dintre variantele de îmbinare utilizate în construcţia miezurilor transformatoarelor de mică putere trifazate.

se obţine : $0{,}94 \times 1 + 0{,}06 \times 3{,}3 = 1{,}14$. Pe ansamblu, la 1,5 T şi 50 Hz pierderile specifice în miezul împachetat cresc de la 1,1 la $1{,}1 \times 1{,}14 = 1{,}26$ W/kgf. Scăderea pierderilor specifice faţă de cazul utilizării tablei laminate la

cald, de cea mai bună calitate (2,2 W/kgf), este de 0,94 W/kgf, ceea ce reprezintă procentual aproximativ 42%.

Amintind că la construcția cu îmbinări la 90° introducerea tablei laminate la rece recoaptă atrage o scădere a pierderilor de numai 20%,

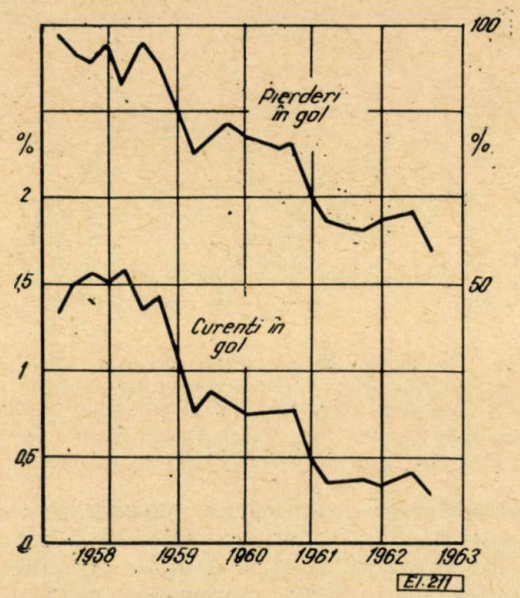


Fig. 3. Evoluția pierderilor și curenților de mers în gol pentru miezuri de greutăți și dimensiuni identice, în perioada 1958—1963.

creșterea acestui procent la 42% justifică complicațiile constructive și tehnologice impuse de realizarea miezurilor cu îmbinări la un unghi apropiat de 45° [5]. Trecerea de la construcția cu îmbinări la 90° la varianta cu îmbinări la 45° atrage de asemenea scăderea curentului de mers în gol cu aproximativ 50% [4].

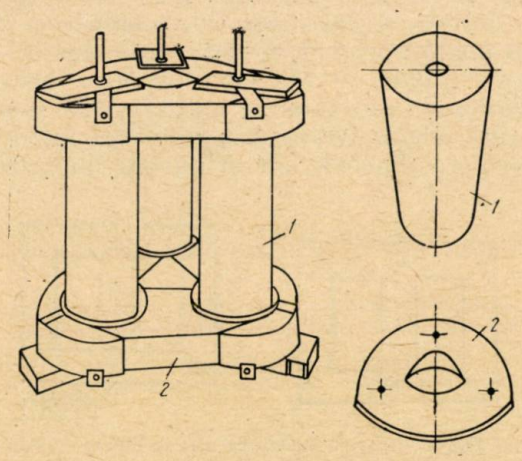


Fig. 4. Circuitul magnetic al unui transformator cu fluxuri simetrice.

Funcție de modul de tăiere, debavurare, recoacere și manipulare a tolelor, pierderile active și reactive în miezul montat pot diferi apreciabil de cele determinate prin calcul. La aplicarea unei tehnologii corespunzătoare, factorul de creștere a pierderilor datorat prelucrărilor și bavurilor rămase este aproximativ 1,15—1,2. Pierderile specifice în miezul montat cresc astfel : la 1,5 T și 50 Hz de la 1,26 W/kgf la 1,45—1,5 W/kgf. Rezultă deci că, pentru determinarea pierderilor în miezul asamblat, valorile pierderilor calculate pe baza diagramelor care indică pierderile specifice trebuie mărite cu un factor a cărui mărime, stabilită experimental, este aproximativ 1,2.

Importanța alegerii unei construcții și tehnologii adecvate, în scopul utilizării cît mai raționale a tablei laminate la rece cu cristale orientate, rezultă și din diagrama dată în figura 3, [6]. Cu toate că valorile se referă la transformatoare de mare putere, indicațiile sînt valabile în bună măsură și pentru transformatoarele mici. Reducerea realizată a pierderilor se datorește, numai parțial, trecerii la o tablă de calitate superioară (trecere de la M6 la M5, ceea ce la 1,5 T reprezintă scăderea pierderilor de la 1,1 W/kgf la 1,0 W/kgf). Rezultatele care pun în evidență importanța tehnologiei sînt cu atît mai valoroase cu cît sînt obținute pentru miezuri de dimensiuni identice.

În comparație cu îmbinările la 90°, care permit o rigidizare mecanică corespunzătoare a miezului datorită suprafețelor mari de frecare, îmbinările la 45° reprezintă zone slabe. Din această cauză, construcția mecanică de consolidare a circuitului magnetic și de fixare a bobinelor trebuie să fie astfel concepută încît eforturile de presare a înfășurărilor și de scurtcircuit să nu se transmită la miez. În cazul în care construcția mecanică (schela) nu ține seamă de prezența îmbinărilor la 45°, există pericolul desfacerii acestor îmbinări și creșterii în consecință a pierderilor active și a curentului de mers în gol. La construcțiile cu îmbinări la 45°, miezul nu poate avea alt rol decît acela de circuit magnetic [7].

În scopul utilizării complete a avantajelor tehnologice pe care le oferă tabla laminată la rece în rulouri, a fost reactualizată construcția de miez cu fluxuri simetrice figura 4, [3], [8]. Dispoziția tolelor în coloană este dată în figura 5.

Relațiile între diversele elemente ale miezului :

$$\sin \gamma = \frac{d}{b} = \frac{r_0}{r}, \tag{2}$$

de unde :

$$b = d \frac{r}{r_0}. \tag{3}$$

Coeficientul de utilizare a suprafeței cercului circumscris coloanei este :

$$\eta = \frac{r_a^2 - r_0^2}{r_a^2}. \tag{4}$$

Pentru $r_a/r_0 = 5$, $\eta = 0{,}96$.

În comparație cu construcția clasică cu coloane, secțiunea jugului se reduce cu 42%, ceea ce, pe ansamblu miez, reprezintă o reducere a greutății cu 10%. Față de construcția cu coloane cu îmbinări la 90°, la miezul cu fluxuri simetrice procentul din greutate a

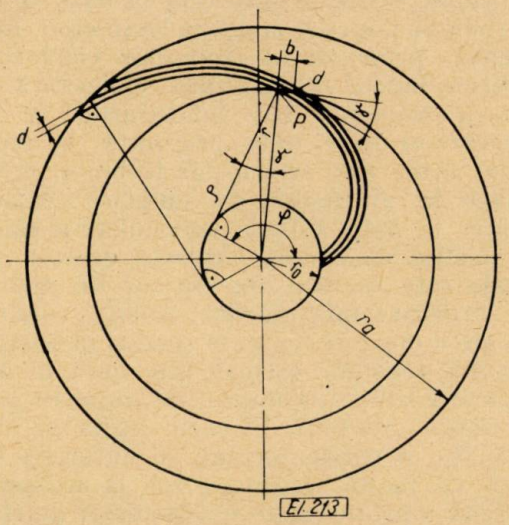


Fig. 5. Dispoziția tolelor în coloanele cu fluxuri simetrice : ρ – un punct oarecare al unei curbe; r_0 – raza interioară a miezului; r_a – raza exterioară a miezului; d – grosimea tolei; b – arcul de cerc tăiat de tolă; φ – unghiul de desfășurare a firului; ρ – lungimea firului desfășurat; r – distanța la centru a punctului considerat pe curbă; γ – unghiul cuprins între tolă și cerc.

circuitului magnetic prin care fluxul circulă, practic, perpendicular pe direcția de laminare scade de la 26 la 17% [3]. În consecință, factorul de creștere a pierderilor specifice în miezul asamblat scade de la 1,6 la $0{,}83 \times 1{,}0 + 0{,}17 \times 3{,}3 = 1{,}39$. La inducția de 1,5 T, pierderile specifice cresc pe ansamblu de la 1,1 W/kgf la $1{,}1 \times 1{,}39 = 1{,}53$ W/kgf (se are în vedere mereu tabela M6).

În comparație cu pierderile specifice de 1,26 W/kgf, obținute la 1,5 T în miezul cu coloane cu îmbinări la un unghi apropiat de 45°, pierderile specifice în miezul cu fluxuri simetrice sînt cu aproximativ 20% mai mari. Această diferență este compensată parțial (circa 50%) prin scăderea cu aproximativ 10% a greutății circuitului magnetic.

Un inconvenient important al construcției cu fluxuri simetrice îl constituie curentul de mers în gol relativ ridicat, datorit întrefierurilor de suprapunere și circulației fluxurilor pe o direcție dezavantajoasă în zonele jugurilor aflate în extremitățile coloanelor.

Avantajele construcției cu fluxuri simetrice, în forma în care este realizată de unii producători, rămîn de ordin tehnologic (coloanele din tole de aceeași lățime, jugurile înfășurate din benzi de aceeași lățime, cuva de formă cilindrică).

Utilizarea ideală a tablei laminate la rece cu cristale orientate, livrată în rulouri, este posibilă numai în miezurile înfășurate, în construcție monofazată sau trifazată (fig. 6). Această soluție a căpătat o largă aplicare, în special, în transformatoarele de distribuție monofazate.

Dacă înfășurările se execută direct pe miezul recopt, întrefierurile sînt evitate, iar fluxul circulă, practic, numai pe direcția de laminare a tolelor.

În cazul în care pentru înfășurările executate direct pe circuitul magnetic e necesară operația de impregnare, aceasta nu se poate executa decît pe ansamblul miez cu înfășurări. La impregnare trebuie evitată pătrunderea rășinii între tole, deoarece întărirea acesteia poate provoca solicitări mecanice care să producă o creștere a pierderilor în fier pînă la 20%. Tot pentru evitarea pierderilor suplimentare în circuitul magnetic, construcția mecanică de consolidare a miezului și înfășurărilor nu trebuie să transmită la miez solicitările datorite presării bobinajului sau eforturilor care apar la scurtcircuit [7].

În încheierea capitolului trebuie menționată apariția în ultimii ani, a tablei cu dublă orientare a cristalelor. Prin folosirea acestui nou material, s-a sperat să se obțină simplificarea construcției miezului, a schelei, cum și a tehnologiei de fabricație, prin revenirea la îmbinarea jugurilor cu coloanele la 90°. Aceste așteptări nu au fost confirmate încă. Tolele cu dublă orientare sînt obținute printr-un tratament care face ca orientarea cristalelor să progreseze de la suprafață spre interior, spre deosebire de tolele cu simplă orientare la care aceasta se realizează în mod uniform în întreaga masă a tolei. Din această cauză, pierderile specifice la tolele cu dublă orientare sînt mai mari decît cele ce se produc la aceeași inducție în tolele cu simplă orientare pe direcția de laminare. În prezent,

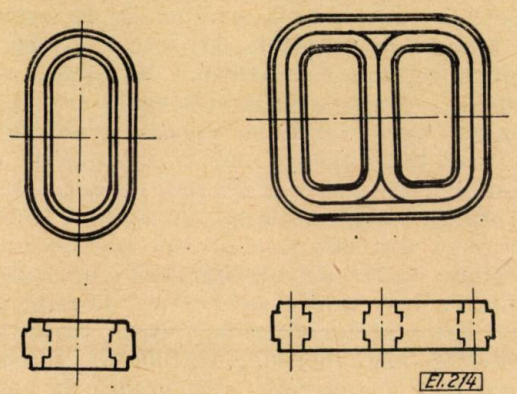


Fig. 6. Miezuri înfășurate din benzi de tablă laminată la rece, în construcție monofazată și trifazată.

noul material își justifică utilizarea numai în anumite mașini rotative, cu condiția rezolvării unor probleme dificile de fragilitate a tolelor și de izolare.

La transformatoare, atenţia trebuie îndreptată în continuare spre găsirea celor mai bune soluţii constructive şi tehnologice, pentru utilizarea optimă a tablei cu cristale orientate într-o singură direcţie [7], [9].

3. Construcţia înfăşurărilor

Partea cea mai complexă a transformatorului, atît funcţional, cît şi ca execuţie, o formează înfăşurările. Standardele actuale prevăd pentru înfăşurări condiţii severe de suprasarcină, stabilitate termică şi dinamică la scurtcircuit brusc şi la supratensiuni atmosferice şi de manevră. Pentru asigurarea unei durate de viaţă satisfăcătoare din punct de vedere economic, este necesar ca materialele izolante să prezinte o suficientă stabilitate chimică şi termică, iar dimensiunea intervalelor izolante trebuie să ţină seamă de condiţiile de apariţie a descărcărilor parţiale la tensiunea de încercare sau de lucru.

După cum se ştie, materialul utilizat pentru realizarea căilor de curent este, în general, cuprul, iar în cazul cînd condiţiile tehnico-economice o impun se foloseşte aluminiul [10].

În economia ţării noastre, cuprul este un material deficitar. Avem în schimb o industrie modernă de aluminiu. Înlocuirea cuprului cu aluminiu, peste tot unde acesta se justifică din punct de vedere economic, prezintă pentru industria noastră un interes deosebit. La transformatoarele de mică putere, utilizarea aluminiului pentru realizarea înfăşurărilor s-a dovedit complet justificată [11].

Pentru utilizarea raţională a conductorilor de aluminiu trebuie să se ţină seamă de proprietăţile fizice ale acestui metal. Conductivitatea aluminiului este numai 61% din cea a cuprului. La rezistenţă ohmică egală pe unitatea de lungime, secţiunea conductorului de aluminiu este cu 64% mai mare. În înfăşurările transformatoarelor, datorită creşterii lungimii spirei sau a numărului de spire, pentru a obţine o rezistenţă ohmică egală cu a înfăşurării de cupru, secţiunea conductorului de aluminiu trebuie uneori mărită cu pînă la 80%. Volumul înfăşurării şi fereastra miezului cresc în consecinţă. Densitatea aluminiului fiind numai 30% din cea a cuprului, un bobinaj de aluminiu cîntăreşte aproximativ jumătate din greutatea bobinajului echivalent de cupru. Datorită diferenţelor de rezistivitate, la aluminiu pierderile prin curenţi turbionari reprezintă numai 37,6% din cele ce se produc în conductorii de cupru de aceleaşi dimensiuni. La calculul stabilităţii mecanice trebuie să se ţină seamă, de asemenea, de faptul că rezistenţa la tracţiune a conductorului de aluminiu este de numai 68% din cea a conductorului de cupru, avînd aceeaşi conductivitate pe unitatea de lungime [10].

Dacă în domeniul materialelor conductoare nu a apărut nimic nou, progrese însemnate au fost însă realizate în ceea ce priveşte calitatea materialelor electroizolante. Se ştie că în urmă cu aproximativ 10 ani, pentru transformatoarele de mică putere în ulei, singurele materiale izolante solide utilizate erau cele cu bază de celuloză (bumbac, hîrtie, preşpan, lemn etc.). Inconvenientul principal al izolaţiilor celulozice îl constituie faptul că rigiditatea dielectrică între diversele elemente ale înfăşurărilor şi între înfăşurări şi masă este asigurată la grosimi relativ mari ale straturilor izolante, ceea ce conduce la un factor de umplere scăzut al ferestrei şi face dificilă transmiterea căldurii spre mediul de răcire. Urmarea acestor dezavantaje este un consum crescut de material.

În structura înfăşurărilor, izolaţia conductorului are o pondere mare, în special în bobinajul de înaltă tensiune format din spire multe şi conductori subţiri. Factorul de umplere scăzut al ferestrei miezului, în cazul utilizării hîrtiei ca izolaţie a conductorului, se datoreşte înfăşurării de înaltă tensiune; tot la înfăşurarea de înaltă tensiune apar şi dificultăţi de răcire. Astfel se explică de ce eforturile s-au îndreptat, în primul rînd, în direcţia îmbunătăţirii calităţii şi dispoziţiei izolaţiilor în înfăşurările de înaltă tensiune [12].

Pentru izolarea conductorilor rotunzi sau profil, utilizaţi în construcţia înfăşurărilor de înaltă tensiune ale transformatoarelor de mică putere, se utilizează în prezent emailurile sintetice, obţinute în general pe bază de polivinil formal [13], [14], [15]. Prin utilizarea emailurilor, grosimea izolaţiei conductorului se reduce de la 0,3—0,5 mm, cît se utilizează în prezent pentru hîrtie, la 0,1—0,15 mm, deci de aproximativ trei ori. Urmarea este creşterea factorului de umplere a ferestrei cu 20—30%.

La încercările de îmbătrînire accelerată, emailurile sintetice pe bază de polivinil formal au o stabilitate termică superioară hîrtiei (fig. 7) şi o comportare satisfăcătoare la temperaturile ridicate de scurtă durată care se ating la scurtcircuit.

Ca izolaţie între straturile de spire se foloseşte în continuare hîrtia de cablu, dar s-au făcut şi se fac încercări de utilizare a foliilor izolante din materiale sintetice, cum ar fi produsele cunoscute sub denumirile comerciale de melinex şi mylar. Aceste folii au o stabilitate termică superioară hîrtiei şi aceeaşi tensiune de străpungere se obţine la grosimi mult mai mici; au dezavantajul că sînt impermeabile [16]. Pentru ridicarea stabilităţii termice şi chimice a izolaţiei în ansamblu şi pînă la utilizarea pe scară largă a foliilor amintite s-au realizat diverse calităţi de hîrtii cu stabilitate termică mai mare. Utilizarea noilor sorturi de hîrtie permite creşterea temperaturii de lucru, durata şi mărimea suprasarcinilor, fără a

afecta durata de viață, în general, acceptată pentru transformatoare [20], [21].

La înfășurările de joasă tensiune, datorită numărului mic de spire de secțiune mare, volumul ocupat de izolația conductorului în ansamblul înfășurării este redus, neafectînd, practic,

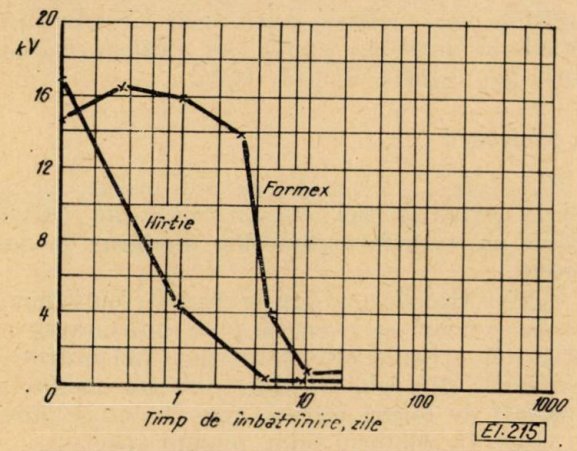


Fig. 7. Efectul îmbătrînirii la 175°C asupra rigidității dielectrice a izolației conductorilor rectangulari izolați cu formex (polivinil formal modificat cu fenol) și cu hîrtie-bumbac. Încercările de străpungere s-au făcut cu tensiune de 60 Hz, în ulei la 105°C, presiunea pe conductori fiind de 3,5 kgf/cm².

factorul de umplere, condițiile de transmitere a căldurii sau rigiditatea mecanică a bobinajului. Ca urmare, în multe fabrici a fost stabilită practica de a utiliza conductori emailați numai pentru înfășurările de înaltă tensiune, pentru cele de joasă tensiune folosindu-se în continuare conductori izolați cu hîrtie.

Prin utilizarea conductorilor emailați, ca urmare a creșterii factorului de umplere a ferestrei miezului și îmbunătățirii cedării de căldură, greutatea materialelor active și greutatea totală scad în medie la transformatoarele de mică putere cu 10%.

Dintre tipurile de bobine utilizate în trecut s-au generalizat cele care au reușit să satisfacă cerințele tehnice impuse de noile standarde și permit o productivitate ridicată la un consum minim de materiale [12]. Pentru înfășurările de joasă tensiune se folosește încă tipul de bobinaj cilindric, în unul sau două straturi, simplu sau cu transpoziții (încrucișări).

Pentru înfășurările de înaltă tensiune s-a generalizat tipul de bobinaj stratificat. Față de bobinajul în galeți, utilizat anterior pe scară largă, tipul stratificat prezintă o mai bună repartiție a solicitărilor la tensiunile de impuls, o suficientă stabilitate dinamică la eforturile de scurtcircuit brusc, răcire bună și simplitate în execuție și montaj. Înfășurări stratificate, cu o singură bobină pe coloană, se utilizează, de regulă, pentru transformatoare cu puteri pînă la 630 kVA inclusiv. La puteri mai mari, pentru asigurarea stabilității dinamice la scurtcircuit, este necesar uneori ca bobina să fie divizată în două sau mai multe secțiuni. La nevoie, pentru mărirea rigidității mecanice, înfășurările sînt impregnate cu lacuri termorigide [12].

La începutul acestui capitol s-a arătat că în anumite condiții economice și ținînd seamă de diferențele dintre caracteristicile fizice ale celor două metale, aluminiul poate înlocui cuprul în înfășurările transformatoarelor. Considerînd însă două transformatoare cu aceleași caracteristici tehnice, dintre care unul cu înfășurări de aluminiu și altul cu înfășurări de cupru, datorită volumului mai mare al înfășurărilor, varianta în aluminiu are, în general, greutate și gabarit mai mare. Din această cauză utilizarea conductorilor de aluminiu de formă clasică pentru înfășurările transformatoarelor de putere este considerată încă, în multe țări, o soluție de conjunctură.

Se știe că producția mondială de energie electrică se dublează în medie la fiecare 10 ani, fapt care impune o creștere corespunzătoare a producției de echipament. Producția mondială de cupru crește cu numai 2% anual și deficitul între cerere și ofertă crește mereu. În schimb, rezervele de aluminiu sînt practic inepuizabile, răspîndirea lui în lume este relativ uniformă, iar prețul rămîne timp îndelungat constant sau tinde să scadă. Datorită acestor împrejurări s-au căutat și se caută soluții care să permită executarea unui transformator cu înfășurări din aluminiu, care, pentru aceleași caracteristici, să aibă greutate și gabarit identice sau inferioare variantei cu înfășurări de cupru [17].

Factorul de umplere a înfășurărilor (secțiunea totală a spirelor/secțiunea înfășurărilor), executate din conductori de formă clasică, la transformatoarele de mică putere este în medie 0,5—0,6. Se constată deci că există posibilitatea ca, printr-o alegere corespunzătoare a formei conductorului, să se compenseze creșterea de secțiune cerută de trecerea de la cupru la aluminiu printr-o creștere echivalentă a factorului de umplere a înfășurării. Conductorul în formă de folie, eloxat sau emailat, permite realizarea unor înfășurări de aluminiu, care la aceleași caracteristici au, practic, același volum cu înfășurările de cupru din conductori de formă clasică. Folia de cupru fiind foarte scumpă față de folia de aluminiu, comparația tehnico-economică se face între variantele de transformatoare cu înfășurări din conductori de cupru de formă clasică și cele cu înfășurări din folie de aluminiu [18].

Dispoziția spirelor în bobinele din conductor clasic și din folie este arătată în figura 8.

La înfășurările din folie, datorită capacităților mari între spire, repartiția inițială a gradienților de impuls de-a lungul înfășurării este, practic, liniară. Tensiunea între două straturi

este redusă la tensiunea între două spire, pericolul descărcărilor parțiale în izolația longitudinală fiind, practic, exclus. Izolația spirei, uzual 0,01 mm email pe ambele părți, constituie în același timp izolația între straturi. În

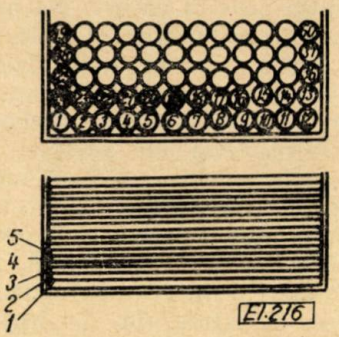


Fig. 8. Dispoziția spirelor în bobinele din conductor clasic și din folie.

aceste condiții transmiterea căldurii din interiorul bobinei către mediul de răcire este foarte bună, supratemperatura medie a înfășurărilor rezultînd coborîtă (fig. 9), [17].

Prin impregnarea sub vid a bobinelor din folie cu lacuri pe bază de rășini epoxidice se realizează o rigidizare mecanică ridicată [19].

Din cele arătate rezultă că unul dintre marile avantaje ale înfășurărilor din folie este posibilitatea pe care o oferă de a elimina complet izolațiile pe bază de celuloză. Cresc, astfel,

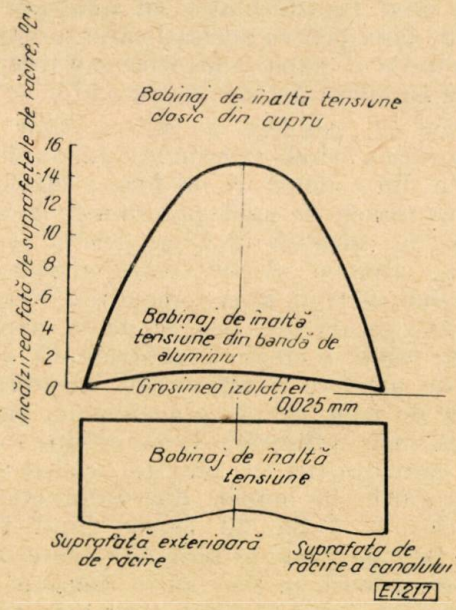


Fig. 9. Curbele caracteristice ale gradientului de temperatură în înfășurările din conductor de cupru clasic și din folie izolată cu email.

capacitatea de suprasarcină și durata de viață a transformatorului.

Sub aspectul productivității, înfășurările din folie permit mecanizarea și automatizarea operațiilor de bobinare într-un grad mult mai mare decît e posibil la execuția înfășurărilor din conductor clasic.

Ținînd seamă de avantajele arătate și, în special, de productivitatea ridicată atinsă la execuție, înfășurările din folie au fost aplicate pe scară largă deocamdată la transformatoarele de distribuție [18], [19], dar cercetările se continuă în vederea extinderii acestor înfășurări la întreaga gamă de transformatoare pînă la puterile limită [19].

4. Concluzii

Din datele prezentate se pot preciza principalele caracteristici constructive ale părților active ale transformatoarelor moderne de mică putere.

Pentru transformatoarele de distribuție monofazate, miezul se execută prin înfășurarea din tablă cu cristale orientate, iar înfășurările se realizează din folii de aluminiu sau conductori emailați de formă clasică, prin bobinare direct pe miez, cu ajutorul unor mașini speciale.

La transformatoarele de putere trifazată, miezul este, în general, de tip cu coloane din tablă silicioasă laminată la rece, cu cristale orientate, cu îmbinări la un unghi în jurul a 45°. Numărul de trepte la jug este egal cu numărul de trepte al coloanelor, raportul de creștere al secțiunii jugului fiind menținut, practic, pe fiecare treaptă. Buloanele care traversează secțiunea activă sînt, în general, evitate, iar schela este astfel concepută încît forțele care apar, ca urmare a consolidării bobinelor și la scurtcircuit brusc, nu se transmit la miez. Rolul miezului din tablă laminată la rece este redus la acela de circuit magnetic.

Înfășurările transformatoarelor moderne de mică putere sînt, în general, de tip stratificat, realizate din conductori emailați de cupru sau aluminiu. Pentru reducerea gabaritului, îmbunătățirea condițiilor de răcire, mărirea stabilității mecanice, îmbunătățirea repartiției solicitărilor la impuls și creșterea productivității muncii există în ultimii ani tendințe de a trece la utilizarea pe scară largă a înfășurărilor din folie de aluminiu, pentru care problemele tehnologice au fost rezolvate.

Înfășurările din folie permit, de asemenea, eliminarea din interiorul transformatorului a izolațiilor pe bază de celuloză, care sînt cauza principală a reducerii duratei de viață a aparatului.

Bibliografie

[1] *Kalincenko, S. I.* Rezerv soverșenstvovania transformatorov i povișenia ih predelinoi moșnosti. In : Elektrotehnika, nr. 3, 1964, p. 32—35.

[2] *Hasselbach, H.* Micșorarea pierderilor în fier la tolele de transformator. În : Caiet selectiv electrificare, electrotehnică, nr. 8, 1965, p. 488—491 (Traducere din Elektrotehnik 47, nr. 9, 1965, p. 149—150).

[3] *Grossen, U.* Une nouvelle construction des noyaux pour transformateurs de distribution avec toles cintrées en forme developpante de cercle. In : Rev. Brown Boveri **49**, nr. 6, iun 1962, p. 230—236.

[4] * * * Reduced Need for Tertiary Windings. In : Electrical Review **176**, nr. 12, 1965, p. 436.

[5] *Kerr, W. H.* şi *Palmers, S.* Developments in the design of large power transformers. In : Proc. IEE vol. **III**, nr. 4, apr 1964, p. 823—832.

[6] *Hochart, B.* Les circuits magnétiques. In : R.G.E. **74**, nr. 9, sept 1965, p. 726—729.

[7] * * * Compte rendu des discussions. In : R.G.E. **74**, nr. 10, oct 1965, p. 839—850.

[8] *Goldstein, A.* Neue Wege im Bau von Transformatoren. In : ETZ-A **81**, nr. 2, ian 1960, p. 53—59.

[9] *Dormont, I. M.* Les très grands transformateurs. In : R.G.E. **74**, nr. 9, sept 1965, p. 721—725.

[10] *Orr, W. W.* Aluminium and its Future in Power Transformers. In : Transactions AIEE, part. III. B, Pow. App. & Syst., **77**, dec 1958, p. 978—981.

[11] *Birgăoanu, E. M.* şi *Creţu, V. D.* Caracteristicile şi dimensiunile principale ale seriilor de transformatoare de putere de 100—1 600 kVA, determinate de condiţiile tehnico-economice. În : Studii şi cercetări de energetică. Seria A. Energetică generală şi electrotehnică **XII**, nr. 4, 1963.

[12] * * * Évolution de la construction des transformateurs moyenne tension. In : l'Électricien **78**, mart 1965, p. 73—75.

[13] *Beavers, F. M., Brustle, H. H., Carpenter, H. I.* şi *Degnan, I. W.* Accelerated aging characteristics of formex and paper insulated wires in transformer oil. In : AIEE Transactions. Part. III-B, Pow. App. & Syst. **78**, dec 1959, p. 1202—1207.

[14] *Lipsey, F. G.* şi *Juneau, W. P,* jr — Factors affecting the aging characteristics of various wiew coating materials in transformer oil. In : Pow. App. & Syst. **79**, apr 1960, p. 73—77.

[15] *Beavers, F. M.* şi *Lipsey, F. G.* Effect of temperature and thermal aging on the electrical characteristics of film type wire insulation in transformer oil. In : Pow. App. & Syst., nr. 60, iun 1962, p. 208—212.

[16] *Haggit, S. I.* Aluminiul în transformatoare. In : Caiet selectiv electrificare, electrotehnică, nr. 1, 1965, p. 23—28 (Traducere din Electrical Times, **146**, nr. 2, iul 1964, p. 41—44).

[17] *Evans, R.* Compact foil windings reduce transformer size and cost. In : Electrical Rev. ian 10, 1964, p. 54—57.

[18] * * * The Industrial Revolution in Transformers. In : Porter Information Booklet. Tom. nr. **743**, M3-64 Porter Company Inc Pittsburg, S.U.A.

[19] * * * New Transformers have solid cast insulation. In : Electrical World, iun 15, 1964, p. 116.

[20] *Beavers, F. M., Raab, L. E.* şi *Leslie, C. I.* Permalex a new insulation system. In : Pow. App. & Syst. **79**, apr 1960, p. 64—73.

[21] *Delhaye, I.* şi *Vuarchex, I. P.* Les isolants stabilisés et les possibilités d'échauffement des transformateurs. In : R.G.E. **74**, nr. 9, sept 1965, p. 744—748.

Intrat în redacţie la 30. IV. 1966

Posturi de transformare prefabricate din metal şi beton în tehnica europeană

Anatol Măcriş şi Mircea Sterian* — Bucureşti

CZ 621.316.344 :621.312.002.72

Generalităţi

Construirea posturilor de transformare în clădiri zidite ridică probleme speciale pentru executanţi, deoarece sînt lucrări cu volum foarte mic de manoperă, răspîndite în puncte diferite, la distanţe mari unul de celălalt.

În aceste condiţii, executarea lucrărilor de construcţie cu procese umede se dovedeşte a fi neeconomică, deoarece organizarea şantierelor reprezintă costuri importante faţă de costul lucrărilor de construcţii propriu-zise.

Pe de altă parte, numărul mare de posturi care se execută a făcut posibilă o tipizare a acestora după destinaţie şi categorii, astfel încît acelaşi tip de post se repetă cu frecvenţă relativ mare.

Din aceste cauze, posturile de transformare au fost printre primele lucrări care au stat în atenţia constructorilor, în vederea simplificării execuţiei acestora, printr-o prefabricare cît mai avansată, care să elimine — pe cît posibil — manopera şi organizările de şantier.

O primă etapă o constituie prefabricarea clădirii care adăposteşte postul, pentru care se utilizează, de obicei, elemente din beton prefabricat de diferite dimensiuni, care, prin asamblare, formează o clădire cu dimensiuni fixe sau modulate.

O etapă ulterioară — avansată — o constituie prefabricarea completă a postului (atît învelişul, cît şi instalaţiile electrice), astfel încît el să constituie o unitate completă, transportabilă şi posibil de montat ca un singur tot sau din 2—3 subansambluri uşor de asamblat. În aceste cazuri, pentru ca greutăţile de transport să nu devină prohibitive, se apelează, de obicei, la o construcţie metalică cu înveliş din tablă.

Posturi de transformare din elemente de beton prefabricat

Construcţia postului (conform acestei soluţii) se execută dintr-o serie de elemente prefabricate din beton armat, care se asamblează pe şantier. Variantele de execuţie se referă, în special, la forma şi dimensiunile elementelor prefabricate, cum şi la modul de asamblare,

* Ing. *A. Măcriş* este şef de serviciu la M.E.E. şi *M. Sterian* este ing. principal la Trustul Electromontaj.

În toate cazurile, forma și dimensiunile elementelor din beton sînt astfel alese încît să permită o modulare a construcției, adică cu aceleași elemente prefabricate să se poată executa clădiri de diferite dimensiuni. În ceea ce privește tipurile de elemente, se remarcă

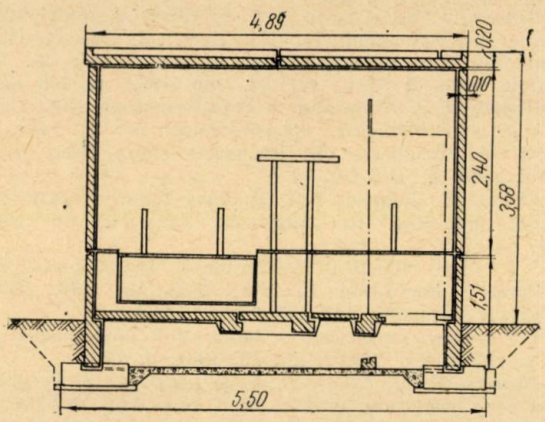


Fig. 1. Construcția unui post de transformare executat din panouri prefabricate din beton armat.

elemente de fundație, elemente de zidărie, care pot fi sau panouri mari sau de tip stîlpi și pereți și elemente de acoperiș. Se urmărește să se realizeze o linie medie între elementele mari, care sînt greu de manipulat din cauza volumului și greutății, și elementele mici la care numărul de îmbinări crește simțitor (fig. 1).

În figura 1 este indicată o secțiune printr-un astfel de post fabricat de o firmă din R.F.G., în care fiecare perete este executat din două plăci, una inferioară — alta superioară; acoperișul este executat de asemenea din două plăci, iar patru plăci montate orizontal realizează atît pardoseala postului, cît și fundațiile celulelor și transformatorului și canalul de cabluri.

Liniile nehașurate din figură reprezintă atît golul de ventilație, unde jaluzelele metalice vin gata montate în placa de beton, cît și piese metalice incluse în pereții de beton care servesc la montarea echipamentului electromecanic.

O soluție interesantă a fost adoptată de o întreprindere din R.F.G., care realizează construcția posturilor prin suprapunerea unor elemente spațiale din beton armat în formă de inele. Aceste inele, cu dimensiunile de circa 3 × 3 m și înălțimea de 1 m, au o greutate manevrabilă cu automacaraua și pot constitui un post prin suprapunerea cîtorva elemente. Fixarea se face cu ajutorul unor buloane traversante, montate în cele patru colțuri ale construcției. Soluția este deosebit de interesantă atît prin numărul redus de îmbinări, cît și prin faptul că inelele spațiale sînt mai puțin expuse deformării decît piesele plane.

S-au experimentat și posturi complete din beton armat prefabricat; acestea însă, prin dimensiunile și greutatea lor mare, necesitau utilaje speciale pentru montaj, ceea ce a limitat utilizarea lor.

Din acest punct de vedere este interesant modul de exploatare a posturilor. În sistemul clasic, în cabină zidită, toate manevrele se execută din interior, în care scop se prevede spațiul respectiv. În cazul posturilor complet prefabricate, în schimb, deservirea se face, de obicei, din exterior, prin uși. Acest lucru permite o reducere sensibilă a dimensiunilor postului, astfel încît este posibilă o prefabricare completă. Numărul mare de uși necesare face ca betonul armat să poată fi utilizat numai la pereții laterali și uneori nici acolo, astfel încît o construcție spațială este foarte greu de executat. În aceste cazuri, se preferă, de obicei, posturile complet metalice.

Posturi de transformare metalice

1. Avantaje și dezavantaje

Principalele avantaje ale posturilor de transformare metalice complet prefabricate sînt simplitatea și rapiditatea cu care se montează. De asemenea, ele se demontează și se transportă cu ușurință, ceea ce le face deosebit de indicate pentru cazurile cînd sînt necesare posturi temporare sau mobile. Ele ocupă un spațiu foarte redus, astfel încît pot fi plasate chiar în hale industriale, în imediata apropiere a punctelor de consum.

Construcțiile sînt, de obicei, astfel proiectate încît există o modulare care permite extinderea ușoară a postului. Fabricația industrială a postului permite realizarea blocajelor împotriva manevrelor greșite și o execuție de calitate superioară.

Ca dezavantaje se citează, în primul rînd, necesitatea de a se efectua toate manevrele din afară, deci o anumită incomoditate pentru personalul de exploatare, în cazul amplasării în exterior, precum și o durată de funcționare mai scurtă. În ceea ce privește durata de funcționare, aceasta depinde foarte mult de calitatea acoperirilor de protecție a părților metalice, iar prin întreținerea acestora în bune condiții, durata de viață devine comparabilă cu durata posturilor în clădire zidită.

În sfîrșit, se impune ca postul să fie prevăzut cu orificii de ventilație corespunzătoare, astfel încît să se asigure evacuarea căldurii datorită pierderilor și a celei datorite radiațiilor solare.

În ceea ce privește costurile, dacă se iau în considerare costurile totale ale postului gata instalat, posturile prefabricate metalice se dovedesc ceva mai ieftine (circa 10%) decît posturile în cabină zidită cu schemă electrică similară, ceea ce face ca posturile metalice să fie larg utilizate. Utilizarea lor este limitată numai de considerente de comoditate a exploatării și uneori din considerente de arhitectură.

O utilitate deosebită o prezintă posturile de transformare metalice prefabricate pentru mon-

tarea în halele de fabricaţie ale industriilor importante. În acest caz, postul se poate amplasa chiar în centrul de greutate al consumatorilor de energie electrică astfel încît se îmbunătăţesc condiţiile de exploatare (căderea de tensiune este redusă la minimum) concomitent cu realizarea de economii la pozarea cablurilor de forţă.

Întrucît în acest caz posturile se montează în interior, se poate renunţa la protecţia împotriva agenţilor atmosferici, însă amplasarea în interiorul halelor de producţie necesită luarea unor măsuri de protecţia muncii corespunzătoare, care se realizează tot printr-o acoperire completă, astfel încît, practic, se pot utiliza posturile de exterior.

O condiţie specială se pune în acest caz pentru transformatorul de putere, din care trebuie eliminat uleiul de transformator obişnuit, care este uşor inflamabil. În străinătate se utilizează fie transformatoare uscate, fie transformatoare izolate cu lichide necombustibile (clofen etc.). Întrucît asemenea transformatoare nu se fabrică în ţară, în cazul montării posturilor în halele de fabricaţie trebuie executate canalizări speciale pentru evacuarea uleiului aprins în caz de explozie a transformatorului.

2. *Caracteristici tehnice*

Posturile de transformare metalice prefabricate se execută, de obicei, cu un singur transformator, cu puterea pînă la 630 kVA. Transformatorul este alimentat pe partea de înaltă tensiune, de la o reţea de 6, 10 şi 15 sau 20 kV. Tabloul de joasă tensiune pentru 0,4/0,23 kV se realizează într-o gamă largă de variante, funcţie de puterea transformatorului sau de caracterul postului.

Marea majoritate a posturilor sînt realizate pentru alimentare în cablu, unele dintre ele avînd posibilitatea să fie alimentate în buclă.

Transformatorul este montat, de obicei, într-o cabină prevăzută cu orificiile de ventilaţie necesare. Uneori, pentru o mai bună răcire, transformatorul este montat în exterior, avînd doar bornele acoperite cu capace de protecţie. Această soluţie are dezavantajul că înlocuirea transformatorului cu altul, avînd dimensiuni diferite (altă putere) se face cu mari dificultăţi.

Aproape toţi producătorii insistă asupra acoperirilor de protecţie aplicate pe construcţia metalică, acoperiri care asigură o viaţă mai lungă postului de transformare.

În continuare se vor indica unele caracteristici specifice unor posturi de transformare de diverse fabricaţii.

3. *Realizări constructive*

a) KTPN — 58 (U.R.S.S.) [2]. Sînt posturi metalice de 6—10 kV destinate într-o variantă transformatoarelor de 180—320 kVA şi în altă variantă transformatoarelor de 560 kVA. Alimentarea postului poate fi executată fie în cablu subteran — în care caz este posibilă racordarea a două cabluri — fie aerian, în care caz deasupra postului se montează două suprastructuri (figura 2). Din acestea, una este destinată intrării de înaltă tensiune, asigurînd înaltei tensiuni o distanţă minimă de 4,5 m faţă de pămînt. Cealaltă suprastructură este destinată ieşirilor de joasă tensiune, care se realizează la înălţimea de 3,6 m.

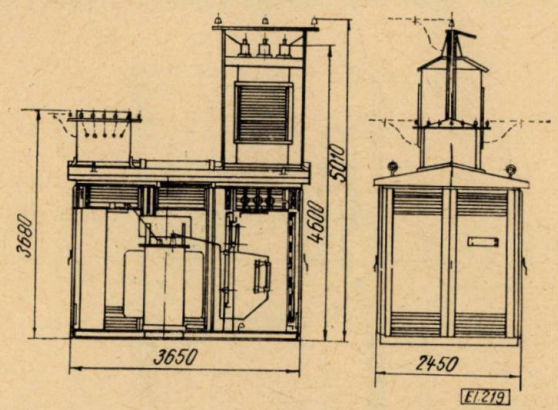


Fig. 2. Post metalic tip KTPN-58 cu alimentare aeriană.

Postul este împărţit într-un compartiment mare unde se montează transformatorul şi tabloul de joasă tensiune, şi un compartiment mai mic în care sînt două celule: una pentru transformator şi una despărţită în două, pentru cele două intrări. Tabloul de joasă tensiune comportă şapte plecări trifazate de 200 A şi trei plecări de 20 A, echipate cu întreruptoare şi siguranţe. De jur împrejurul postului sînt prevăzute uşi de acces la diversele compartimente. Iluminatul postului este realizat la tensiunea de 12 V printr-un transformator coborîtor.

Construcţia metalică a postului este realizată din tablă sudată cu un schelet din fier U şi corniere, iar acoperişul este izolat cu plăci de azbociment.

b) *KTPZ (R.P.P.)* [3]. Sînt posturi de 6, 10, 15 kV destinate transformatoarelor de 100—400 kVA şi se execută în următoarele variante:

— cu intrare aeriană sau în cablu (figura 3);

— cu alimentare radială sau în buclă.

Se execută şi posturi pentru transformatoare de 500—1 000 kVA; acestea sînt însă tipizate numai pentru 6—10 kV şi alimentare radială.

Transformatorul este montat într-o despărţitură complet separată, cu acces din două părţi. Pe partea de înaltă tensiune, derivaţia pentru transformator este prevăzută cu siguranţe şi separator de putere. Pentru linii sînt prevăzute, de asemenea, separatoare de putere montate în celule separate.

Pe partea de joasă tensiune a transformatorului este prevăzut un întreruptor automat; tabloul de joasă tensiune este executat în formă de dulap, iar plecările sînt echipate cu întreruptoare.

Pe toate laturile postului se găsesc uşi de acces la diversele compartimente. Uşile sînt

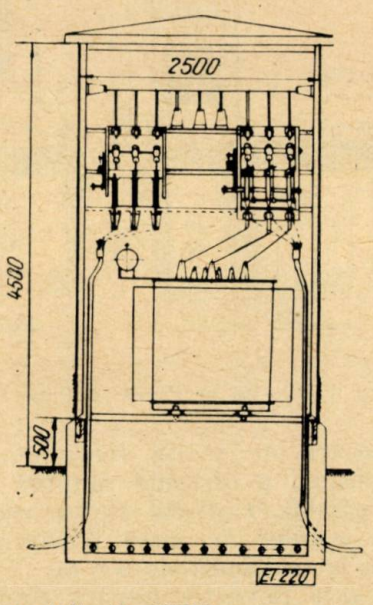


Fig. 3. Post metalic tip KTPZ cu intrare în cablu şi alimentare în buclă.

formate din două părţi, partea superioară deschizîndu-se în sus, astfel încît asigură o oarecare protecţie a personalului manevrant. Postul cu alimentare în cablu, complet, montat, este transportabil pe calea ferată.

În cazul posturilor pentru alimentare aeriană, construcţia este de formă paralelipipedică, avînd transformatorul şi tabloul de joasă tensiune în partea inferioară, şi separatoarele de putere în partea superioară. Accesul la partea superioară pentru revizii şi reparaţii se face cu dificultate.

c) *VT10* (*R.S.F. Jugoslavia*) [*6*]. Posturile de transformare metalice, construite de uzina Rade Koncar din R.S.F. Jugoslavia, se execută pentru tensiunea nominală de 10 kV şi pentru transformatoare pînă la 630 kVA. Pentru executarea diverselor variante de posturi se folosesc cabine metalice cu dimensiunile de 1050 × ×2000 ×2685 mm, al căror număr variază după mărimea transformatoarelor şi complexitatea postului. O cabină adăposteşte transformatoarele pînă la 200 kVA, iar două cabine adăpostesc un transformator de 250—630 kVA şi tabloul de joasă tensiune.

Pe partea de înaltă tensiune se pot monta, în diversele celule, atît separatoare simple, cît şi siguranţe separator sau întreruptoare cu expansină. De asemenea, este posibilă măsurarea pe partea de înaltă tensiune (figura 4).

Sistemul de concepţie cu număr variabil de cabine face posibil ca, cu un număr limitat de tipuri de cabine, să se poată executa foarte multe variante de posturi.

Celulele de înaltă tensiune sînt prevăzute, în în spatele uşilor din tablă, cu plase de protecţie şi capace din tablă, care protejează personalul manevrant după ridicarea lor.

Construcţia metalică, executată numai din tablă îndoită, are numeroase orificii de ventilaţie prevăzute cu şicane, astfel încît să împiedice pătrunderea precipitaţiilor sau a prafului. Construcţia metalică este vopsită, după prelucrarea prealabilă a suprafeţei, cu două straturi de vopsea de protecţie şi cu două straturi de lac.

d) *FZU* (*R.F.G.*). Firma Calor — Emag din R.F.G. are în fabricaţie două tipuri de posturi prefabricate, ambele executate pentru 10 sau 20 kV. Varianta FZU — 2 este executată pentru transformatoare de 75—400 kVA, cu transformatorul montat liber şi încadrat de compartimentele de înaltă, respectiv joasă tensiune. O placă culisabilă şi capace mobile acoperă bornele transformatoarelor, astfel încît se pot monta transformatoare cu diferite dimensiuni.

Postul permite alimentarea radială la tensiunea de 20 kV şi alimentarea în buclă la tensiunea de 10 kV, în celule echipate cu separatoare de putere. Există posibilitatea de măsurare a energiei pe partea de înaltă tensiune.

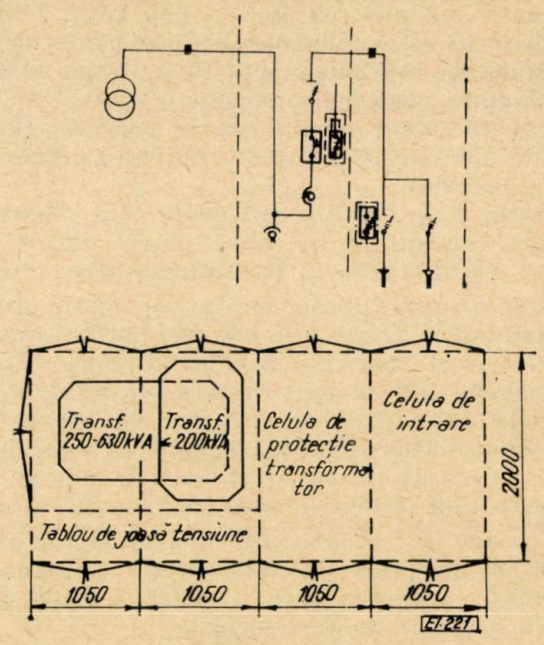


Fig. 4. Schema şi dimensiunile unui post tip VT 10 cu patru cabine.

Varianta FZU — 3 comportă cabine metalice independente, care se pot combina între ele. Dimensiunile unei cabine sînt de 1000 ×1900 × ×2400 mm pentru seria 10 kV şi 1250 ×2400 × ×2930 mm pentru 20 kV. Transformatorul se

montează în interiorul unei cabine, prevăzută cu ventilaţia necesară.

O distribuţie interesantă este realizată în interiorul cabinei de înaltă tensiune, în care, în partea inferioară, sînt montate cele două separatoare de putere pentru intrări, iar în

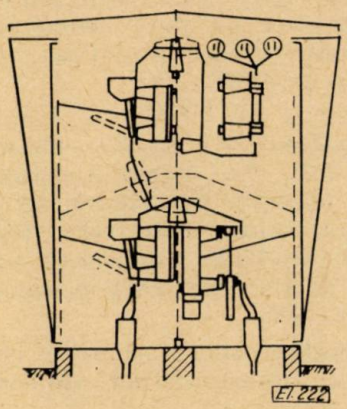


Fig. 5. Cabina de înaltă tensiune a postului FZU-3.

partea superioară, separatorul de putere şi siguranţele de pe derivaţia spre transformator (fig. 5).

În general, constructorul lasă multe libertăţi, astfel încît în cabinele cu dimensiunile date se pot monta diverse scheme la alegerea beneficiarilor. Forma exterioară a postului este originală — în genul unui trapez răsturnat.

e) *Blocarmex* (*Franţa*). Firma Merlin — Gerin din Franţa fabrică un tip de post de transformare denumit „şantier", destinat însă atît alimentării obiectivelor mobile, cît şi consumatorilor ficşi, cu tensiunea superioară de 20 kV şi puteri de 160, 250 şi 400 kVA. El poate fi montat pe o fundaţie simplă de beton sau poate fi livrat pe o sanie metalică, care permite deplasări pe distanţe scurte (fig. 6).

Postul poate fi montat numai cu alimentare radială pe partea de înaltă tensiune, care este echipată cu separator de putere, siguranţe şi cu un cuţit de legare la pămînt.

La acest post este interesant compartimentul de manevră, situat lîngă celula de înaltă tensiune, unde sînt dispuse dispozitivele de acţionare şi spaţiu pentru depozitarea echipamentului de protecţie. Uşile de acces la transformator şi la compartimentul de înaltă tensiune sînt blocate şi nu pot fi deschise decît după deconectarea postului pe ambele părţi şi legarea lui la pămînt. Aparatajul poate fi supravegheat prin vizori prevăzuţi în peretele compartimentului de manevră. În general, se acordă o importanţă deosebită măsurilor de protecţie a muncii.

Construcţia metalică a postului este vopsită cu un strat de vopsea de zinc şi două straturi de vopsea sintetică uscată la cuptor. Postul este de culoarea aluminiului, astfel încît este slab încălzit de razele solare. La diferitele puteri de transformatoare, confecţia metalică are aceeaşi adîncime şi înălţime şi diferite lungimi.

f) *M 60 — M 61* (*Franţa*) [5]. Firma franceză Serem fabrică, de asemenea, posturi de transformare metalice de exterior, cu tensiuni de alimentare de 6—15—20—30 kV şi puteri pînă la 630 kVA. Diversele tipuri de posturi se realizează din elemente tipizate, avînd aceeaşi lăţime — 1250 mm şi aceeaşi înălţime — 2250 mm, acoperite cu un acoperiş comun.

Caracteristica acestor posturi este că aparatele sînt montate în celule, pe lat, iar acţionarea se face din afara postului, realizîndu-se astfel lăţimea constantă a postului. Fuzibilele de înaltă tensiune pentru protejarea transformatorului de putere sînt montate orizontal deasupra transformatorului. Trecerea barelor între diversele compartimente se face prin izolatoare de trecere. Tabloul de joasă tensiune este montat în ultimul compartiment, cu acces din partea frontală (fig. 7).

Posturile pot fi prevăzute cu un stîlp, rabatabil la transport, care poate susţine un sepa-

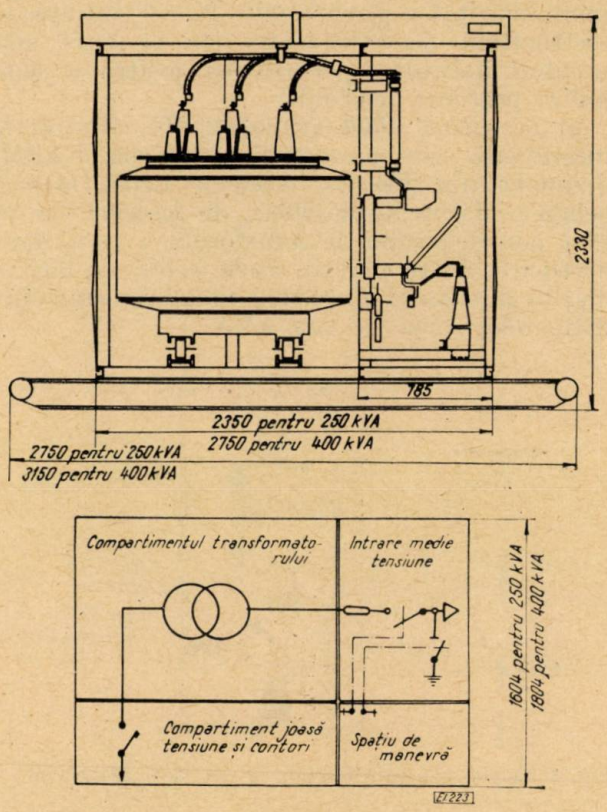


Fig. 6. Post de transformare metalic tip „Blocarmex şantier".

rator de exterior, de unde tensiunea este adusă prin cablu flexibil de înaltă tensiune. Cea mai simplă variantă de post conţine numai compartimentul transformatorului (cu siguranţele

deasupra lui) şi tabloul de joasă tensiune. Variantele simple se execută şi pe roţi pneumatice care permit tractarea.

Confecţia metalică este realizată din tablă îndoită, zincată electrolitic, cu suprafaţa tratată de două ori şi acoperită cu două straturi de vopsea de finisare. Măsuri speciale sînt luate pentru a asigura ventilaţia şi a împiedica pătrunderea ploii.

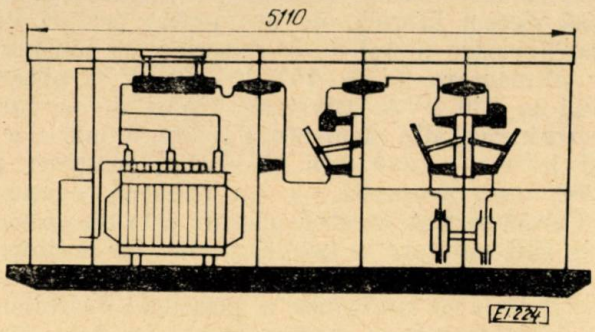


Fig. 7. Post de transformare tip M 60—5/S.

Atît uşile, cît şi dispozitivele de acţionare a aparatelor sînt prevăzute cu broaşte de blocaj împotriva manevrelor greşite şi pentru a asigura securitatea personalului. Pe uşi sînt afişate instrucţiuni de exploatare, iar pe bare sînt montaţi indicatori permanenţi pentru a semnaliza prezenţa tensiunii.

g) Distribloc 4000 (Franţa) [7]. O soluţie interesantă este prezentată de firma SAEM-Jeumont din Franţa. Această firmă fabrică celule prefabricate deschise, de interior (de 20 kV), pentru posturi de transformare, cu diverse destinaţii. Între acestea, unele celule cu lăţime mărită sînt destinate pentru montarea transformatoarelor pînă la 630 kVA.

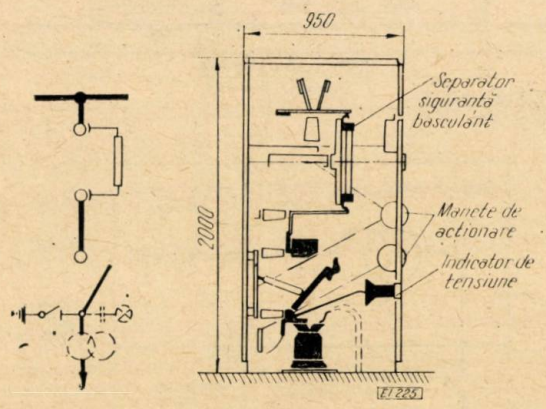


Fig. 8. Celula de înaltă tensiune a postului „Distribloc".

Firma oferă aceleaşi celule şi pentru montarea în exterior, în care caz celulele sînt acoperite cu tablă, iar uşile cu plasă din faţa celulei sînt dublate de uşi din tablă pline. La îmbinările între celule se montează jgheaburi de acoperire speciale, care împiedică pătrunderea precipitaţiilor.

Pentru posturile mici, alimentate radial, se oferă şi soluţii compacte destinate, special, montajului în exterior.

De remarcat că şi această firmă utilizează tablă zincată pentru acoperirile supuse intemperiilor.

Deşi interesantă, soluţia utilizării celulelor de interior acoperite nu oferă economicitate posturilor de transformare special destinate pentru montare în exterior.

h) PTM-4 A şi PTM-4 B (Republica socialistă România) [8]. În ţara noastră în atelierele I.C.M.P. din cadrul Trustului electromontaj se execută trei tipuri de posturi de transformare, dintre care cele mai utilizate sînt posturile tip PTM-4, destinate pentru transformatoare de 160—400 kVA şi tensiunea superioară de 15 kV.

Aceste posturi sînt executate cu ajutorul unor cabine tipizate avînd dimensiunile de

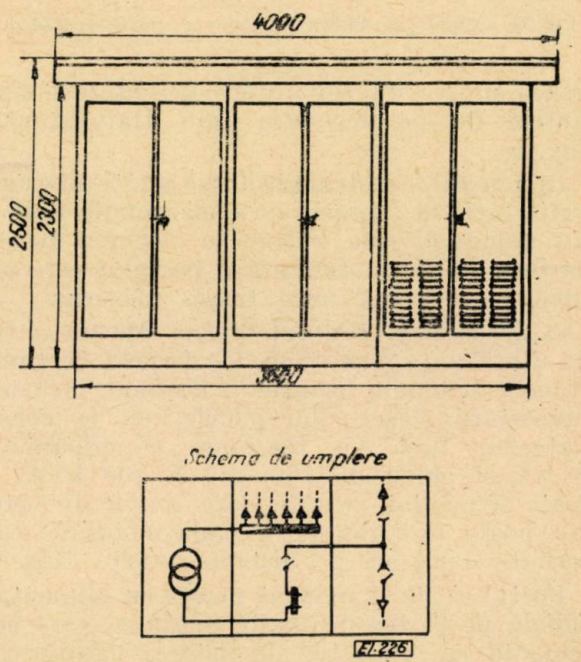


Fig. 9. Post de transformare metalic tip PTM — 4 B.

1200×1800×2500 mm, prin modulare. Varianta A — alimentare în vîrf — se execută cu două cabine, iar varianta B — alimentare în buclă — cu trei cabine (fig. 9). Cabinele sînt astfel realizate încît transformatorul, tabloul de joasă tensiune şi celulele de înaltă tensiune sînt complet despărţite între ele.

Tabloul de joasă tensiune este amplasat în fundul celulei, astfel încît exploatarea lui se face, practic, la adăpost de intemperii. Celulele de înaltă tensiune sînt prevăzute cu plase de protecţie în spatele uşilor din tablă. Casete de semnalizare avertizează împotriva manevrelor greşite.

Construcţia metalică este realizată din tablă îndoită, a cărei suprafaţă este pasivizată prin fosfatare şi vopsită cu grund reactiv şi vopsea de protecţie.

În tabela 1 sînt indicate unele date comparative asupra diverselor tipuri de posturi enumerate mai sus.

în varianta abonat; prin dimensiunile reduse ale reductoarelor în răşină, această variantă nu va ridica probleme deosebite;

— introducerea separatoarelor de putere pe derivaţia spre transformator, pentru a uşura manevrele în cazul posturilor de tip abonat;

— studierea posibilităţii de extindere a pos-

Tabela 1

Tip	KTPN-58-I	KTPN-58-II	KTPZ k II/A-10	KTPZ k I/A-10	KTPZ I-II/A-10	VT-10, tip 3	VT-10, tip 4	FZU-2-10	FZU-3-20	Blocarmex	M/60 5/8	PTM 4-B	PTM 4-A
Putere, kVA	180 320	560	100 400	100 400	100 400	100 250	100 630	75 250	400	400	630	160 400	160 400
Tensiune primară, kV	6—10	6—10	6—10	6—10	6—10	10	10	10	20	20	30	15	15
Nr. intrări (al liniei)	2	2	2	1	2	2	2	2	2	1	2	2	1
Condiţii speciale (avantaje)			separatoare putere	separatoare putere	separatoare putere		întreruptoare pe trafo	trafo liber				manevrări în interior pe partea de joasă tensiune	
Suprafaţa, m^2	7,4	8,86	5,94	5,94	5,94	6,3	8,4	2,34	7,3	4,96	7,66	6,5	4,32
Volum, m^3	20	24,5	13,6	13,6	32,7	16,9	22,6	4,45	21,4	10,7	17,2	16,2	10,8
kVA/m^2	43,3	63,2	67,5	67,5	67,5	40	75	107	55	80,7	82,2	61,5	92,5
kVA/m^3	16	23	29,4	29,4	12,2	14,8	28	56	18,7	37,4	36,6	24,7	37,0
Dezavantaje					accesul dificil la IT						manevre din exterior		
Greutate fără trafo, tf	2,68	3,06	1,37	1,37	2,3	2,8	3,9	0,6		1,37		2	

Concluzii

După cum se poate deduce, ţinînd seamă de aparatajul utilizat, posturile de transformare fabricate în ţară nu sînt departe de nivelul posturilor similare, fabricate în străinătate, atît ca concepţie, cît şi ca măsuri de protecţie a personalului de exploatare. Protecţia suprafeţei metalice, deşi nu este la nivelul cel mai înaintat (zincare, vopsea uscată la cuptor), este executată cu deosebită îngrijire.

Din analizarea diverselor posturi executate în străinătate rezultă următoarele posibilităţi de îmbunătăţire a posturilor fabricate de I.C.M.P.:

— extinderea tensiunii de alimentare de la 15 kV la tensiunea de 20 kV, impusă oricum, avînd în vedere introducerea acestei tensiuni în ţara noastră;

— posibilitatea de măsurare pe partea de înaltă tensiune a energiei debitate de transformator, pentru ca postul să poată fi utilizat

turilor pînă la puterea de 630 kVA, în măsura în care această extindere nu duce la măriri exagerate de gabarit;

— studierea posibilităţii de extindere a posturilor în varianta cu două transformatoare;

— avînd în vedere că în exploatare se cere ca postul să cuprindă trei sosiri, trebuie studiată această posibilitate, eventual numai la tensiunea de 10 kV şi cu separatoarele montate pe lat în celulă;

— introducerea deschiderii în sus a părţii superioare a uşilor de acces la celule, îmbunătăţind astfel condiţiile de manevrare pe timp nefavorabil;

— trebuie cercetată oportunitatea introducerii tensiunii reduse la iluminatul postului, în lumina accesului la tabloul de distribuţie de joasă tensiune;

— trebuie cercetată în practică rezistenţa în timp a acoperirilor de protecţie utilizate în prezent. În caz că aceasta se dovedeşte insuficientă, trebuie luate măsuri de îmbunătăţire.

În ceea ce privește alimentarea aeriană a postului se constată că este puțin uzitată în străinătate; în plus, unele din soluțiile oferite prezintă lacune (condițiile necorespunzătoare de exploatare la K.T.P.Z.). Singura soluție simplă și eficientă este cea oferită de tipul M 60, care însă este legată de utilizarea unui cablu flexibil de înaltă tensiune, izolat în cauciuc sau material plastic, cablu care în prezent nu se fabrică în țară.

Ținînd seamă de experiența acumulată în producerea de posturi de transformare metalice, cum și de posibilitățile de îmbunătățire a acestora, conform indicațiilor date, considerăm că este cazul să se continue și să se lărgească fabricarea în țară, pe cale industrială, a posturilor de transformare metalice, complet echipate și, implicit, utilizarea acestora.

Bibliografie

[1] Bau von 20 kV Umspannanlagen aus Stahlbeton — Fertigteilen Stadtwerke Wiesbaden.
[2] KTPN — 58 Komplektniie transformatornlie podstanții. Mashinoexport.
[3] Sous-stations de transformation complètes d'extérieur type KTPZ Elektrim — Warszawa.
[4] Weterfeste Netz-und Schaltstationen in Fertigbauweise Reihe 10, 20 und 30. Calor Emag — Rotingen bei Düsseldorf.
[5] Postes de chantier extérieur et semi-fixes. S.N.E.E. Serem Saint-Soupplets France.
[6] Metal-clad switching and transformer stations for outdoor erection up to 12 kV. Rade Koncar Zagreb Jugoslavia.
[7] Postes préfabriqués — ouverts — protegés — extérieurs. Saem — Jeumont — Schneider — Reims.
[8] Catalogul S-11. Posturi de transformare metalice prefabricate — Trustul de Construcții și Montaje Energetice București.

Intrat în redacție la 4. IV. 1966

Transformări funcționale efectuate cu modulatoare Hall

David Fränkel * — Timișoara

CZ 621.317.322+621.317.373 : 538.632

1. Premize

În măsuri electrice se pune uneori problema determinării sumei mai multor vectori care formează între ei unghiuri cunoscute și ale căror valori sînt date prin tensiuni continue proporționale cu ele. Spre exemplu, la măsurarea pe cale electrică a unor mărimi neelectrice sau magnetice vectoriale (forțe, viteze, inducții etc.) se pot obține cu traductoare adecvate tensiuni continue proporționale cu cele două componente ale vectorului, care formează între ele unghiul φ. În figura 1 se dă

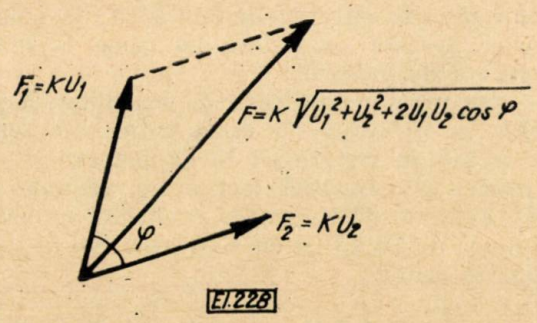


Fig. 1. Rezultanta unei forțe exprimată prin tensiuni continue proporționale cu componentele sale.

drept exemplu forța F avînd componentele proporționale cu tensiunile U_1 și U_2.

Forța rezultantă, care trebuie determinată, este proporțională cu funcția:

$$\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2\,U_1\,U_2 \cos \varphi}. \qquad (1)$$

De asemenea, în electronică, spre exemplu la mașini analogice, sînt necesare transformări funcționale de forma (1), îndeosebi pentru cazul particular cînd $\varphi = \frac{\pi}{2}$ și relația (1) devine radicalul sumei pătratelor a două mărimi continue.

Pentru realizarea transformării funcționale (1), în [2] se propune schema din figura 2. Rezistențele r_1 și r_2 sînt astfel concepute încît căderea de tensiune între punctul comun

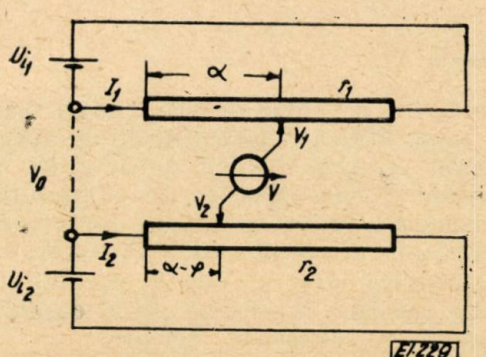


Fig. 2. Schemă cu traductoare reostatice pentru compunerea geometrică a două tensiuni continue.

al celor două circuite și cursorul aflat la distanța β să fie proporțională cu $\sin \beta$. Se obține:

$$V_0 - V_1 = U_{i1} \frac{r_\alpha}{r_1} = U_{i1} \sin \alpha;$$

$$V_2 - V_1 = U_{i2} \frac{r_{\alpha-\varphi}}{r_2} = U_{i2} \sin (\alpha - \varphi),$$

* Dr. ing. *D. Fränkel* este conferențiar la Institutul politehnic din Timișoara.

de unde rezultă că :

$$U = V_2 - V_1 = U_{i2} \sin (\alpha - \varphi) + U_{i1} \sin \alpha.$$

Valoarea maximă a tensiunii U măsurată cu voltmetru este :

$$U_{max} = U_{i1}^2 + U_{i2}^2 + 2U_{i1} U_{i2} \cos \varphi.$$

Se deplasează deci simultan cele două cursoare pînă se obține U_{max}.

Pentru realizarea funcției (1) în cazul particular cînd $\varphi = \frac{\pi}{2}$, în [3] se propune utilizarea a două generatoare Hall pentru obținerea unor tensiuni Hall proporționale cu U_1^2 și U_2^2, o schemă pretențioasă avînd ca element și un al treilea generator Hall pentru extragerea rădăcinii pătrate din suma primelor tensiuni Hall, iar în [10] se dă o schemă pretențioasă și de mică precizie.

Schemele date în literatură sînt complicate și nu oferă nici o precizie ridicată.

În acest articol se propune însumarea mai multor vectori dați prin tensiuni continue, cu ajutorul unor generatoare Hall; se propune, spre exemplu, realizarea funcției (1) prin transformarea celor două tensiuni continue, U_1 și U_2, în două tensiuni alternative cu amplitudini proporționale cu U_1 și U_2 și defazate între ele cu unghiul φ, folosind drept modulatoare două generatoare Hall. Valorile efective ale celor două tensiuni Hall alternative se adună geometric, deci suma lor va fi proporțională cu expresia (1).

Folosirea generatorului Hall ca modulator, în particular, pentru transformarea unui semnal de curent continuu într-unul alternativ, este cunoscută în literatură [6] — [9] și, în comparație cu utilizarea tuburilor electronice, are avantajul principal că elimină nestabilitatea nulului. Ceea ce aduce nou acest articol este utilizarea a două modulatoare Hall de aceeași frecvență și cu un defazaj dat, astfel încît suma lor să modeleze simplu funcția (1). Cu n modulatoare Hall se pot aduna geometric n tensiuni continue.

2. Scheme de alimentare a modulatoarelor Hall

În principiu, sînt posibile trei scheme de alimentare a modulatoarelor Hall :

— inducțiile magnetice B_1 și B_2 sînt proporționale cu cele două tensiuni continue U_1 și U_2, iar curenții de comandă sînt sinusoidali, de aceeași frecvență și defazați între ei cu unghiul φ;

— curenții de comandă I_{c1} și I_{c2} sînt proporționali cu cele două tensiuni continue U_1 și U_2, iar inducțiile magnetice b_1 și b_2 sînt sinusoidale, de aceeași frecvență și defazate între ele cu unghiul φ;

— la un modulator inducția B_1, la celălalt curentul I_{c2} este proporțional cu tensiunea U_1 și U_2, iar inducția magnetică b_1 și curentul i_{c2} sînt sinusoidali, de aceeași frecvență și defazați cu unghiul φ.

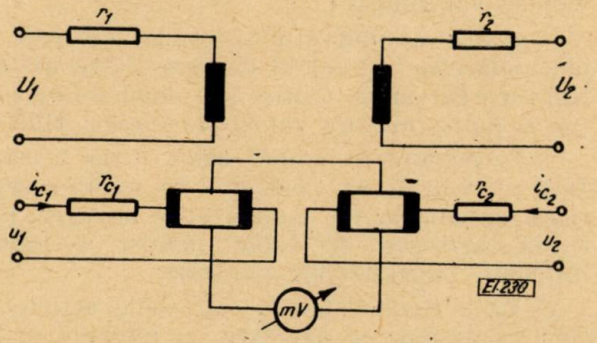


Fig. 3. Schemă de principiu pentru compunerea geometrică a două tensiuni continue cu două modulatoare Hall.

1) La prima schemă (fig. 3), inducțiile sînt proporționale cu cele două tensiuni continue :

$$B_1 = \gamma_1 U_1;$$

$$B_2 = \gamma_2 U_2,$$

iar curenții de comandă sînt sinusoidali și defazați cu φ :

$$i_{c1} = \sqrt{2}\, I_1 \sin \omega t;$$

$$i_{c2} = \sqrt{2}\, I_2 \sin (\omega t - \varphi),$$

deci tensiunile Hall sînt sinusoidale și defazate cu φ :

$$u_{H1} = \sqrt{2}\, C U_1 \sin \omega t; \qquad (2)$$

$$u_{H2} = \sqrt{2}\, C U_2 \sin (\omega t - \varphi), \qquad (3)$$

iar valoarea efectivă a sumei lor este :

$$U = C \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2 U_1 U_2 \cos \varphi}, \qquad (4)$$

unde $C = K_1 \gamma_1 I_1 = K_2 \gamma_2 I_2$; K_1 și K_2 fiind sensibilitatea celor două modulatoare Hall.

Valoarea efectivă a sumei celor două tensiuni Hall poate fi măsurată cu voltmetru electronic sau redresată și măsurată cu un milivoltmetru magnetoelectric.

Avantajele acestei scheme sînt următoarele :

— inducția magnetică fiind constantă, nu se induc t.e.m. în circuitul Hall și în circuitul de comandă;

— circuitele celor două tensiuni continue fiind separate de cele ale sondelor Hall, însumarea tensiunilor Hall poate fi efectuată direct prin legarea între ele a sondelor și dacă aceste circuite au un punct comun.

Schema are însă și unele dezavantaje :

— tensiunile de zero, adică căderile de tensiune rezistive între contactele Hall, produse de curenții de comandă, fiind alternative, trebuie compensate;

— liniaritatea modulatorului Hall depinde de caracteristica circuitului său magnetic și de ciclul de histereză;

— inducții mari, deci sensibilitate bună se obțin cu amperspire magnetizante mari, deci cu consum ridicat;

— realizarea defazajului dintre curenții de comandă este îngreuiată de necesitatea evitării legăturii galvanice dintre cele două sonde pentru a putea măsura suma tensiunilor Hall;

— la măsurarea sumei celor două tensiuni Hall cu voltmetru electronic se impune separarea circuitelor de comandă de la rețea prin transformatoare de rețea pentru a reduce influența capacităților parazite.

2) La a doua schemă, inducțiile magnetice sînt sinusoidale și defazate cu unghiul φ, iar curenții de comandă sînt proporționali cu cele două tensiuni continue, deci cele două tensiuni Hall sînt sinusoidale și defazate cu același unghiu φ (relațiile (2) și (3)), iar valoarea efectivă a sumei lor devine tot relația (4). Avantajele acestei scheme sînt următoarele:

— liniaritatea nu depinde de alura caracteristicii circuitului magnetic, deoarece valorile efective ale inducțiilor magnetice B_1 și B_2 se mențin constante;

— consumul este mare pentru sursa alternativă auxiliară, dar mică pentru sursele tensiunilor continue U_1 și U_2;

— realizarea defazajului este mai simplă, deoarece între cele două înfășurări pot exista legături galvanice;

— măsurarea cu voltmetru electronic necesită mai puține precauțiuni.

Există și dezavantaje:

— în circuitul Hall și în circuitul de comandă se induc t.e.m. datorită inducțiilor magnetice sinusoidale, care se compensează greu;

— deși curenții de comandă sînt continui, căderea de tensiune rezistivă dintre contactele Hall are o componentă alternativă, deoarece rezistența dintre aceste contacte variază cu inducția (avînd dependența de forma: $r_B = r_0\ (1 + a_1 |B| + a_2 B^2)$. Deci tensiunea de zero trebuie compensată;

— la amperspirele magnetizante sinusoidale inducțiile magnetice devin nesinusoidale datorită histerezei. Dacă însă rezistențele r_1 și r_2 sînt neglijabile, inducția magnetică este practic sinusoidală;

— defazajele provocate de pierderile în fier între inducții și amperspire fac ca defazajul dintre cele două inducții să difere de defazajul dintre amperspire;

— dacă tensiunile continue U_1 și U_2 sînt mici nu se poate conecta în serie cu sonda o rezistență mult mai mare ca rezistența ei longitudinală fără a micșora excesiv curentul de comandă și deci sensibilitatea. Variația rezistenței longitudinale a sondei cu inducția magnetică sinusoidală are ca urmare curenți de comandă nesinusoidali chiar cînd tensiunea aplicată circuitului de comandă este continuă. Rezultă tensiuni nesinusoidale și apar erori de metodă.

3) A treia schemă are un singur avantaj: lipsa legăturii galvanice dintre cele două sonde. În rest ea cumulează toate dezavantajele celor două scheme precedente, fiindu-le deci inferioară.

A doua schemă are sensibilitatea mai bună, consum mai redus și precizie mai ridicată decît prima. Principalul ei dezavantaj îl constituie necesitatea eliminării t.e.m. induse în circuitul Hall. Prima schemă se recomandă numai în cazurile cînd a doua nu poate fi folosită, pentru că sursele de c.c. au contact galvanic sau au valori foarte mici.

3. Precizia metodei

Precizia metodei este funcție de liniaritatea sondei, de precizia realizării defazajului dorit φ și de menținerea constantă a valorii efective a tensiunilor alternative ajutătoare.

Abaterile de la liniaritate ale sondei sînt determinate de influența directă a inducției magnetice și de influența indirectă a curentului I_c prin încălzirea produsă asupra constantei Hall a sondei și a rezistenței sale transversale. Folosind aliaje intermetalice, InSb sau InAs, rezistența transversală poate fi menținută sub 1 Ω. Dacă rezistența de sarcină a traductorului depășește 1 000 Ω, variațiile rezistenței transversale cu inducția și cu temperatura devin total neglijabile.

Dacă lățimea contactului Hall în raport cu lungimea sondei este foarte mică, constanta Hall nu depinde practic de inducția magnetică. La InAs, admițînd o variație a temperaturii datorită încălzirii prin efect Joule — Lentz de 10°C, constanta Hall variază cu mai puțin de 0,15%. Se cunosc metode de compensare care permit reducerea variației constantei Hall cu temperatura și la InSb sub 0,2%. Pot fi realizate traductoare Hall avînd o abatere de la liniaritate sub 0,2%. La sondele utilizate, liniaritatea sondei a fost determinată în curent continuu, folosind pentru măsurarea curentului de excitație și a curentului de comandă ampermetre clasa 0,2 și măsurînd tensiunea Hall cu galvanometrul. Admițînd pentru galvanometru o precizie de 1%, eroarea măsurării este sub 1,5%. Abaterile de la liniaritate, obținute experimental, erau mai mici de 1% din valoarea maximă a tensiunii măsurate.

Precizia realizării defazajului φ are o influență cu atît mai mare asupra erorii relative cu cît φ e mai apropiat ca valoare de π.

Admiţînd că $U_1 = U_2$, erorile relative ale expresiei (1) în funcţie de abaterea $\Delta\varphi$ de la valoarea dată a lui φ sînt date în tabela 1 pentru valorile $\varphi = \pi$ şi $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

Cînd curenţii de comandă sînt alternativi $\Delta\varphi$ este funcţie de precizia rezistenţelor, capacităţilor şi a transformatoarelor de reţea folosite. Cînd inducţiile sînt alternative mai intervin şi defazajele dintre amperspire şi inducţii. Aceste defazaje pot fi însă măsurate cu precizie [11] şi se poate ţine seamă de ele (la miezurile folosite aceste defazaje au fost sub 30′). Admiţînd că $\Delta\varphi < 40'$, eroarea relativă produsă este sub 0,5%.

Tabela 1

Eroare relativă, %	$\Delta\varphi$	
	$\varphi = \pi$	$\varphi = \frac{\pi}{2}$
1	1°10′	11°20′
0,5	40′	8°
0,2	20′	5°40′

Presupunînd că tensiunile ajutătoare se stabilizează cu precizia de 0,2%, eroarea raportată care poate fi obţinută este sub 1% cînd $\varphi \approx \pi$ şi sub 0,5% cînd $\varphi \approx \frac{\pi}{2}$.

La sondele utilizate în măsurători, în cazul particular cînd $\varphi = \frac{\pi}{2}$, se poate conta pe o eroare raportată de 1,5%. În măsurători s-a utilizat voltmetrul electronic pentru că tensiunile obţinute au fost mici. Se pot însă obţine şi tensiuni Hall de ordinul sutelor de mV măsurabile după redresare cu instrumente magnetoelectrice, deci cu precizia de 1%—1,5%.

4. Realizarea schemelor de măsurare şi rezultate experimentale

S-au realizat două circuite magnetice din permaloy cu întrefieruri de 1 mm, avînd caracteristici magnetice liniare pentru $B = 0-0{,}2$ Te.

Fiecare miez poartă cîte o înfăşurare de 200 spire, dimensionată pentru 2 A. Cele două sonde Hall sînt executate din InSb sub formă de policristal, elaborat de Centrul de cercetări metalurgice al Academiei Republicii Socialiste România. Sensibilitatea celor două sonde este:

$$K_1 = 2 \cdot 10^{-1} \text{ m}^2/\text{As} \text{ şi } K_2 = 2{,}5 \cdot 10^{-1} \text{ m}^2/\text{As}.$$

Egalitatea (3) se asigură conectînd în serie cu sonda Hall rezistenţele r_{c1} şi r_{c2} avînd raportul $\frac{r_{c1}}{r_{c2}} = \frac{2}{2{,}5} = 0{,}8$. Tensiunile de zero s-au compensat prin metoda propusă în [5] cu rezistenţele r'_1 şi r'_2 (fig. 4 şi fig. 5).

La prima schemă, pentru a evita contactul galvanic dintre sonde şi a elimina efectul capacităţilor parazite, cele două circuite se alimentează prin intermediul a două transformatoare de reţea (cu raport mare de transformare). Pentru simplitate cele două înfăşurări s-au legat în serie, cu alte cuvinte cele două tensiuni U_1 şi U_2 s-au ales egale între ele: $U_1 = U_2$ (fig. 4).

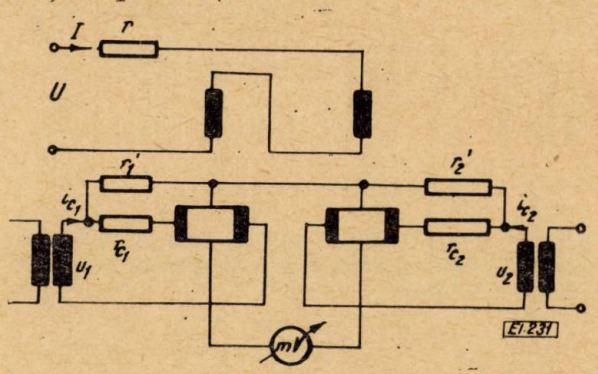


Fig. 4. Prima schemă pentru compunerea geometrică a două tensiuni continue, folosită în experienţă.

La a doua schemă cele două sonde Hall se alimentează de la două surse de c.c. separate, iar cele două înfăşurări se alimentează de la tensiunile u_1 şi u_2 avînd legate în serie două rezistenţe mari r_1 şi r_2 alese astfel încît valorile efective ale curenţilor din cele două înfăşurări să fie egale (fig. 5).

Curenţii alternativi s-au ales ortogonali alegînd tensiunea u_1 egală cu tensiunea de fază u_R, iar tensiunea u_2 egală cu tensiunea de linie u_{ST}. Ortogonalitatea celor două tensiuni a fost verificată cu sonda Hall.

Rezultatele măsurătorilor sînt date în tabela 2. Tensiunile $U_{H1} = U_{H2}$ şi U sînt măsurate cu voltmetru electronic avînd precizia de $\pm 3\%$.

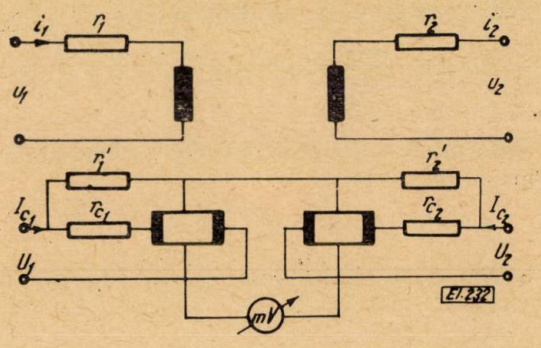


Fig. 5. A doua schemă pentru compunerea geometrică a două tensiuni continue realizată experimental.

Din tabela 2 rezultă că în comparaţie cu valorile calculate, diferenţele relative la prima schemă nu depăşesc 1,7%, iar la a doua schemă

Tabela 2

Schema	U_{H_1}, mV	U_{H_2}, mV	U măsurat, mV	U calculat, mV	Diferența relativă
1	2,12	2,12	2,92	2,96	−1,3 %
1	1,5	1,5	2,1	2,12	−1 %
1	1	1	1,39	1,41	−1,4 %
2	2	2	2,82	2,82	0
2	1,5	1,5	2,12	2,12	0
2	1	1	1'40	1,41	−0,7
2	2	1	2,23	2,24	−0,4
2	2	1,5	2,5	2,5	0

0,7%. Domeniul de măsură fiind 3 mV diferențele raportate sînt 1,3% la prima și 0,23% la a doua schemă.

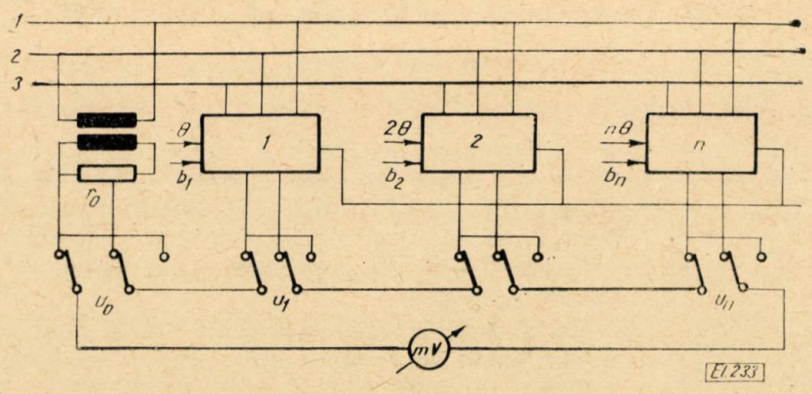


Fig. 6. Schema de modelare a expresiei : $y = \sum_{k=0}^{n} a_k \rho^k e^{ik\theta}$.

[1] se bazează pe utilizarea unor mărimi sinusoidale pentru realizarea factorului $e^{ik\vartheta}$ prin mărimi sinusoidale de aceeași frecvență, două mărimi succesive fiind defazate între ele cu unghiul θ.

Schema completă de modelare este dată în figura 6. Termenul liber se modelează prin tensiunea în fază cu u_{RT} de valoare efectivă egală cu a_0. Schema de detaliu a modelului termenului general $a_k \rho^k e^{ik\theta}$, reprezentat printr-un dreptunghiu în figura 6, este dată în

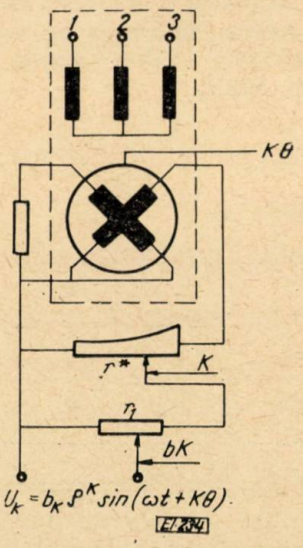


Fig. 7. Schema de modelare a termenului : $a_k \rho^k e^{ik\theta}$.

Exemplu de aplicație

Un exemplu de aplicație a metodei propuse îl constituie determinarea pe model analogic a tuturor soluțiilor unei ecuații de gradul n. Dacă y este polinomul de gradul n în x:

$$y = \sum_{k=0}^{n} a_k x^k, \tag{5}$$

soluțiile ecuației de gradul n:

$$\sum_{k=0}^{n} a_k x^k = 0, \tag{6}$$

se determină înlocuind în (7) necunoscuta cu numărul complex:

$$x = \rho e^{i\theta} \tag{7}$$

și realizînd modelul analogic al funcției complexe:

$$y = \sum_{k=0}^{n} a_k \rho^k e^{ik\theta}. \tag{8}$$

Se reglează apoi ρ și θ pînă cînd se anulează funcția y. Se obțin pe această cale n perechi de valori ρ, θ corespunzător celor n soluții ale ecuației. Una dintre metodele propuse în figura 7. Ea se compune din regulatorul de fază *RF* prin care se obține tensiunea sinusoidală defazată cu θ față de u_{RT} și avînd valoarea efectivă ρ, potențiometrul special r^*, prin care se obține tensiunea de valoare efectivă egală

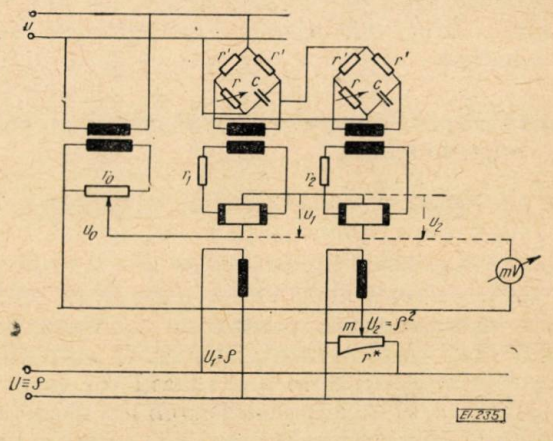


Fig. 8. Schema de modelare a expresiei cu generator Hall:

$$y = \sum_{k=0}^{n} a_k \rho^k e^{ik\theta}.$$

cu $c' \rho^k$ și potențiometrul r_1, prin care se obține, în final, tensiunea cu valoarea efectivă $ca_k \rho^k$.

Dezavantajul acestei scheme constă în necesitatea utilizării a n regulatoare de fază, cum şi în faptul că sarcina potenţiometrului special r^* fiind dependentă de valoarea coeficientului a_k, erorile date de el sînt relativ mari.

Cu metoda propusă în prezenta lucrare se poate realiza modelul aceleiaşi funcţii asigurînd potenţiometrului o sarcină constantă şi înlocuind regulatoarele de fază prin punţi defazoare şi prin transformatoare. Schema este dată în figura 8.

Sarcina potenţiometrului este bobina modulatorului Hall. Tensiunea continuă U este proporţională cu ρ, inducţia magnetică este proporţională la prima sondă cu ρ, la a doua, cu ρ^2, la a K-a sondă, cu ρ^k (se reglează cursorul m). Constantele a_k se realizează prin rezistenţele r_k legate în serie cu sonda.

Transformatorul de reţea T_{r1} este alimentat de la puntea defazatoare cu tensiunea u_1, defazată cu θ faţă de u. Transformatorul T_{r2} este alimentat de la o a doua punte conectată la tensiunea u_1 cu tensiunea u_2 defazată tot cu θ faţă de tensiunea u, deci cu 2 θ faţă de u etc. Cu puntea defazatoare se variază θ între limitele 0 şi π. Pentru defazaje θ, care depăşesc unghiul π, se inversează tensiunile de alimentare a punţilor. AK-a sondă Hall, aflată în cîmpul de inducţie magnetică proporţională cu ρ^k, va fi astfel alimentată cu un curent de comandă de valoare efectivă proporţională cu a_k şi defazată cu $K\theta$ faţă de tensiunea u. Tensiunea Hall a acestei sonde modelează deci termenul general. Termenul liber în fază cu u se obţine printr-un potenţiometru r_0.

Funcţia y este dată de suma a n tensiuni Hall şi a termenului liber.

Concluzii

Compunerea geometrică a unor tensiuni continue poate fi realizată cu un aparat simplu, conţinînd un număr de modulatoare Hall egal cu numărul tensiunilor continue care se însumează. Erorile raportate de metodă pot fi reduse sub 1%, la care se adună eroarea instrumentelor de măsură. Metoda propusă poate avea aplicaţii interesante, îndeosebi, la maşinile analogice.

Bibliografie

[1] *Smolov, V. B.* Vicislitenie maşini neprerivnovo deistvia. Moscova, Vissaia Skola, 1964.

[2] *Melnikov, V. S.* Ustroistva dlia funktionalnovo prebra zovania postolannih napriajenii po formule geometricheskovo sumirovania. Patent U.R.S.S. 129742 21. e. 27.02. 1959.

[3] *Wieder, H. H.* Square — root, Computer Uses Hall multiplier. In : Electronics **37**, nr. 4, 1964. p. 30—31.

[4] *Wieder, H. H.* Analog Ratio Computer Uses Hall Multiplier. In : Electronics **36**, nr. 8, 1963, p. 45.

[5] *Fränkel, D.* Despre o compensare a neechipotenţialităţii contactelor Hall. In : Electrotehnica, **9**, nr. 11, 1961, p. 407.

[6] *Pinsker, A. P.* Primenenie poluprovodnikovih generatorov holla v avtomatike. Kiev, 1961.

[7] *Savenko, V.* Primenenine effekta holla v tehnike sviazi. Moscovov, Sviazizdat, 1963.

[8] *Bogomola, V. N.* Ustroistvo s datcikami holla i dactikami magnitosoprotivlenia G.F.I. Moscova-Leningrad, 1961,

[9] *Mason, W. P.* Hall effect Modulator and Gyratores Employing Magnetic Field Independent Orientations in Germanium. In : J. M. Applied Phys. v. **24**, nr. 2, 1953, p. 166.

[10] *Stern, F. F.* şi *Lernen, R. M.* A circuit for the square-root of the sum of the squares. In : Proc. I.E.E., **51**, nr. 4, 1963, p. 543—596.

[11] *Fränkel, D.* şi *Wagner, F.* Metodă pentru măsurarea defazajului dintre inducţia magnetică şi amperspirele magnetizante la un circuit magnetic neomogen folosind generatorul Hall. Brevet de invenţie 43618, 1964.

Intrat în redacţie la 28. III. 1966

RECENZIE

CZ 621.313.12.014.31 :621.384.659 :538.52

Welly, I. D. **Strom und Spannungsverteilung bei MHD — Generatoren** (Repartizarea de curent şi tensiune în generatoare MHD). Siemens-Z. **40**, nr. 1, ian. 1966, p. 36—43, 7 fig., 9 ref. bibl.

În laboratoarele mari, care pot urmări progresul în elaborarea generatoarelor MHD, se continuă cu înfrigurare munca de cercetare spre a găsi soluţii viabile pentru transformarea directă a energiei chimice sau atomice în energie electrică. Un generator MHD este, în fond, un canal dreptunghiular, în care perpendicular pe două laturi izolate se menţine un cîmp de inducţie magnetică B, astfel că, dacă un gaz ionizat sau o plasmă parcurge cu viteza v canalul, între laturile paralele cu direcţia B izolate mutual se induce o tensiune $U_0 = \int_0^a v\ B\ dy$, y fiind coordonata perpendiculară pe v şi pe B. Dacă laturile paralele sînt electrozi care se leagă la o rezistenţă de sarcină externă R_e, atunci apare un curent $I = U_0/(R_e + R_i)$, unde R_i este rezistenţa internă a canalului, tensiunea la bornele generatorului fiind $U = R_e\ I$, respectiv, rezultă $U_0 - U = R_i\ I$.

Experienţele au arătat că electrozii dintr-o bucată reduc randamentul din cauză că efectul Hall care apare în ei reduce densitatea de putere. Pentru a compensa cel puţin parţial acest efect, electrozii se împart în 2 N segmente, legate în mod convenabil la o reţea de N rezistenţe exterioare.

Autorul calculează influenţa diferitelor dispoziţii ale segmenţilor şi rezistenţelor de sarcină, astfel ca randamentul total să fie cît mai bun.

În acest scop se aplică în mod convenavil, în afară, ecuaţiile vectoriale ale lui Maxwell pentru medii mobile, calculul matricial care permite descoperirea structurii optime a reţelei de rezistenţe care dă la o anumită tensiune indusă U_0 un curent maxim.

Relaţiile care rezultă din calcule sînt complexe şi se referă la mai multe tipuri de reţele. Totuşi contribuţia teoriei la îndrumarea proiectării poate fi apreciată ca importantă dacă dezvoltarea ulterioară a formelor constructive şi încercările lor experimentale se vor orienta pe adoptarea cu precădere a unora dintre structurile optime calculate.

Acad. *A. Avramescu*

REFERATE

CZ 621.311 *Sisteme electrice*

CZ 621.311.153.23 (73 „10.11.65")

Cuenod, M. **Perturbarea din 9 şi 10 noiembrie 1965 din reţeaua de Nord-Est a S.U.A.** (La perturbation des 9 et 10 novembre 1965 dans le rèseau Nord-Est des Etats-Unis). In: Bull. Ass. Suisse Électr., nr. 5, 5 martie 1966, p. 212—217.

În articol se arată că la 9 noiembrie 1965, ora 17, şaisprezece minute şi 11 secunde, un releu de rezervă reglat la 375 MW, situat în centrala „Adam Beck" de 1 485 MW de pe Niagara, a declanşat una din cele cinci linii de 230 kV, care alimenta centrul de consum din regiunea Toronto. Aceasta a supraîncărcat celelalte linii cu circa 1 500 MW. În acelaşi timp s-a mărit sensibil turaţia generatoarelor din centralele Beck şi Niagara (ultima cu o putere de 2 500 MW). Prin pierderea sincronismului s-a ajuns la declanşarea a două linii de 345 kV şi mai multe linii de 230 kV şi 115 kV. Aceasta a dus la scăderea aportului de putere a sistemului Edison de la 4 800 MW la 1 050 MW. Grupurile de rezervă n-au putut fi puse în funcţiune în timpul necesar, ceea ce a dus la declanşări succesive şi la căderi totale mai ales în zona oraşului New York unde întreruperea alimentării a durat circa 13 ore. În articol se expun istoricul şi cauzele detaliate ale acestei avarii de mari proporţii. Se indică suprasarcina care a solicitat reţeaua electrică interconectată înainte şi în timpul declanşării liniilor electrice. Se evaluează pierderile la circa 100 milioane de dolari rezultate din nelivrarea cantităţii de energie electrică şi se expun măsurile ce se aplică în prezent pentru verificarea întregii instalaţii electrice de producere, transport şi distribuţie a energiei electrice în S.U.A.

A.C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.12:621.314.632:669

Dieval, R. **Evoluţia generatoarelor cu semiconductori în industria metalurgică şi influenţa lor asupra comenzii şi controlului echipamentului industrial.** (L'évolution des générateurs à semiconducteurs dans l'industrie métallurgique et son incidence sur la commande et le contrôle des équipements industriel). In: Revue Générale de l'Électricité, tom **75**, nr. 3, martie 1966, p. 401—414, 21 fig.

Se arată evoluţia echipamentului electrotehnic prevăzut cu redresoare cu semiconductori, destinat alimentării motoarelor de curent continuu folosite în industria metalurgică. Se examinează diferite montaje posibile şi se indică, pentru a ilustra evoluţia, cîteva montaje realizate. Se descrie apoi montajul alimentării unui motor de 5 000 CP. Se indică principiile de funcţionare şi caracteristicile instalaţiei de comandă. În cele patru scheme pentru alimentarea excitaţiei motoarelor sincrone apar, pe de o parte, numai diode iar pe de altă parte diodele sînt asociate tiristoarelor. Totodată, se reproduce instalaţia completă de alimentare şi comandă a motoarelor şi se discută fiecare instalaţie. O serie de diagrame completează aspectele teoretice şi practice legate de exploatarea unor asemenea instalaţii prevăzute cu elemente semiconductoare.

A.C.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Redresoare*

CZ 621.314.2:537.312.62

Maiefert. A. **Contribuţii la studiul transformatoarelor cu înfăşurări supraconductoare (Contributions à l'étude des transformateurs à enroulements supraconducteurs).** In: Revue Générale de l'Électricité tom, **75**, nr. 3, martie 1966, p. 315—333, 20 fig. 24 ref. bibl.

După o prezentare succintă a problemei, autorul se referă la posibilitatea de folosire a supraconductoarelor. Analiza are în vedere atît aspectele legate de tehnica criogenă, cît şi aspectele electrice. Problemele legate de aspectele electrice se referă la caracteristicile materialelor recomandate a fi folosite: pierderile în elementele supraconductoare; puterea specifică a transformatoarelor criogene etc.

Se fac consideraţii privind concepţia şi realizarea unui transformator cu înfăşurări supraconductoare. Se urmăreşte realizarea unei puteri specifice mari pe tipul de transformator realizat. Se descrie circuitul magnetic al unui criotransformator şi se arată caracteristicile înfăşurărilor supraconductoare. Transformatorul cu înfăşurările supraconductoare are randamentul egal cu 0,993 pentru un curent de 15 A în înfăşurarea supusă la o tensiune joasă. Puterea criotransformatorului variază între 1 870 şi 2 750 W. Pierderile în materialul supraconductor sînt sub 0,1 W pentru o putere transmisă de 2 000 W.

A.C.

CZ 621.314.632:621.382.323.3.001.14

J. Van Den Broek D'Obrenan. **Dimensionarea grupurilor de redresoare cu tiratroane cu siliciu destinate alimentării motoarelor de laminoare** (Dimensionnement des ensembles de redresseurs à thyratrons au silicium destinés à l'alimentation des moteurs de laminoirs). In: Revue Générale de l'Électricité, tom. **75**, nr. 3, martie 1966, p. 415—424, 6 fig.

Problemele tratate se referă la:

1) proprietăţile generale ale tiratroanelor cu siliciu. Definiţii şi parametri;

2) scheme cu redresoare pentru alimentarea motoarelor;

3) dimensionarea semiconductoarelor de tensiune şi curent, ţinîndu-se seamă de caietul de sarcini şi de sistemul de reglare;

4) sistemul de răcire şi aplicarea lui în exploatare.

Se prezintă domeniile de folosire a tiratroanelor cu siliciu şi se determină pierderile care apar în asemenea instalaţii. Instalaţiile descrise se pot folosi pentru alimentarea motoarelor de curent continuu. Se expun tendinţele noi privind protecţia celulelor semiconductoare. Se arată care sînt metodele de răcire şi cum se pot folosi în practica exploatării grupurilor de redresoare cu tiratroane cu siliciu.

A.C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.616.96.004.14

Hubler, E. **Aplicarea straturilor electroizolatoare din răşină epoxidică** (Das Auftragen elektrischisolieren der Epoxydharzschichten. In: ETZ-B, nr. 24, nov 1965, p. 817—819, 5 fig.

Nivelul actual al tehnicii în domeniul acoperirii cu răşină epoxidică a elementelor din electrotehnică şi electronică este tratat din punctul de vedere al producerii răşinilor.

Este descrisă, în primul rînd, metoda plonjării cu dificultăţile tehnologice, pe care le comportă şi măsurile luate pentru eliminarea acestor dificultăţi. Se arată, astfel, comportarea unei răşini de 1 000 P aplicată pe o placă de aluminiu în vibraţie. Pentru influenţarea viscozităţii la răşinile utilizate în plonjare, acestea sînt vibrate scurt timp cu 50 Hz. Aici trebuie să se ţină seamă de faptul că în exploatare viscozitatea acestor răşini trebuie să se menţină cît mai ridicată la încălzirile normale de serviciu, pe cînd la fabricaţie (aplicarea răşinii pe o piesă oarecare) trebuie ca viscozitatea să fie scăzută. Anumite operaţiuni trebuie făcute în vid pentru evitarea formării bulelor de aer şi deci evitarea compromiterii izolaţiei. Este explicată apoi „tixotropia" ca o tendinţă a răşinii aplicată prin plonjare ca prin vibraţii să-şi schimbe însuşirile. După observaţia că acest mod de aplicare a răşinii (plonjarea) se aplică, în special, la piesele din electronică

(condensatori etc.) produse în serie, se trece la sistemul aplicării rășinii prin sinterizare. Însușirile superioare ale rășinilor epoxidice au dus la producerea unui „praf de sinterizare". Sistemul este utilizat, în special, la izolarea sîmburilor de tablă magnetică, a rezistențelor etc. și se aplică în mașini automate. Sînt indicate patru diferite metode pentru aplicarea sinterizării, insistîndu-se, în special, asupra acelui proces tehnologic unde praful de sinterizare este ținut în suspensie într-un rezervor datorită unui curent de aer. În acest rezervor sînt introduse timp de cîteva secunde piesele (ce urmează să fie acoperite cu rășină izolantă) preîncălzite la 150°. Urmează amănunte privind celelalte trei metode, arătîndu-se la urmă că tensiunea de străpungere la o grosime a stratului izolant de 0,2 mm se ridică pînă la 10 kV.

Cerințele crescînde ale industrici au dus la fabricarea a două feluri de praf de sinterizare : unul rezistent la influențele diferitelor chimicale, celălalt avînd o flexibilitate superioară

Gh. C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.78 : 621.317.772 : 538.632

Fränkel, D. **Măsurarea puterilor în sistemele polifazate cu ajutorul generatoarelor Hall** (Leistungsmessungen in Mehrhasensystemen mittels Hallgeneratoren). In : ETZ—A **86**, nr. 23, 1965, p. 751—755, 8 fig., 15 ref. bibl.

Se arată că în sistemele trifazate cu tensiuni simetrice, dar cu curenți nesimetrici, se pot măsura puterile aparente, puterile active și puterile reactive folosind generatoarele Hall. Cu ajutorul a trei generatoare Hall se poate măsura simultan cu puterile și factorul de putere și factorul de disimetrie. Din experimentările făcute rezultă că eroarea de măsurare poate fi scăzută sub 0,5 %.

V. L.

CZ 621.317.333.334.088.6 : 621.313.322

Arnail, P. **Perfecționarea măsurării pierderilor electrice și a reactanțelor principale ale alternatoarelor sincrone** (Perfectionnement dans les mesures des pertes électriques et des principales réactances d'alternateurs synchrones). In : Revue Générale de l'Électricité, tom. **75**, nr. 1, ian 1966, p. 111—126, 5 fig., 19 ref. bibl.

Reducerea toleranțelor admisibile la mărimile predeterminate în cazul mașinilor electrice impune ameliorarea corespunzătoare a metodelor de măsură.

Progresul realizat în domeniul măsurărilor de mare precizie se datorește, în special, calculatorului electronic de impulsie pentru măsurarea pierderilor în gol, a pierderilor suplimentare în scurtcircuit și a separării pierderilor prin histerezis și prin curenții Foucault. Experiența arată că este necesar să se țină seamă de influența temperaturii asupra valorii pierderilor. Măsurarea reactanței sincrone transversale a alternatoarelor cu poli aparenți poate fi îmbunătățită prin determinarea deplasării relative a rotorului, la mers în gol, față de mers în sarcină cu un calculator de impulsie și cu o fotodiodă.

În articol se prezintă premisele teoretice și relațiile de calcul ale principalelor metode de determinare a pierderilor, care se aplică, iar rezultatele obținute se compară cu datele experimentale. Pentru determinarea reactanțelor mașinilor electrice sincrone se aplică o serie de relații, iar rezultatele se compară cu datele experimentale obținute pe o mașină sincronă de 4 000 kVA.

A. C.

CZ 516 : 621.317.351

HKE. **Transformator de coordonate polare pentru osciloграfe.** Polarkoordinatenwandler für Oszillographen). In. : ETZ-A **86**, nr. 23, 1965, p. 762, 1 ref. bibl.

Se descrie un dispozitiv cu ajutorul căruia se pot înregistra oscilograme fie în coordonate carteziene, fie în coordonate polare. Acest dispozitiv interesează pe cercetătorii care studiază fenomene cu efecte direcționale.

O descriere mai amănunțită este dată de W. Kielhorn în revista Hochferquenztechn. und Elektroacust. **74**, nr. 1, 1965, p. 13—20, 15 fig., 3 ref. bibl.

V. L.

CZ 621.319.4 *Condensatoare*

CZ 621.319.4 : 621.316.1.016.313

Jukov, L. A. și Ha Xok Ciak. **Folosirea bateriilor de condensatoare statice pentru simetrizarea sistemelor electrice** (O primenie baterei staticeskih condensatorov dlea simmetririovania electriceskih sistem). In: Electricestvo, nr. 3, martie 1966, p. 51—57, 8 fig., 4 tab., 6 ref. bibl.

După prezentarea sumară a stadiului la care au ajuns cercetările efectuate în acest domeniu, se dau premisele de construire a schemelor echivalente în cazul rețelelor prevăzute cu nesimetrii multiple. Se arată modul de stabilire a gradelor de disimetrie în curent și se discută condițiile necesare pentru simetrizarea rețelei electrice. Ideea de bază care permite folosirea și extruderea condensatoarelor statice pentru simetrizarea curenților absorbiți de sarcinile nesimetrice și a tensiunilor nesimetrice de la bornele unor consumatori nesimetrici constă în producerea unei puteri reactive, care compensează nesimetria în sistem prin anularea puterii fluctuante. Diagramele de variație a puterii debitate de bateria de condesatoare în funcție de putere scot în evidență condițiile în care eficiența unor instalații de simetrizare corespunde exploatării sistemelor electrice nesimetrice.

Exemplul numeric arată modul de aplicare a relațiilor deduse și scoate în evidență condițiile de simetrizare a unor regimuri nesimetrice întîlnite mai frecvent în practică.

A.C.

CZ 621.382.33 *Transistoare*

CZ 621.337.43 : 621.382.333.3 : 625.282 — 83

Boisdon, C. **Unele probleme privind realizarea alimentării prin tiristoare a echipamentului unui tren de cale îngustă** (Quelques problèmes dans la réalisation des alimentations par thyristors de l'équipement d'un train à petits fers). In : Revue Générale de l'Électricité, tom **75**, nr. 3, martie 1966, p. 395—400, 10 fig.

Se încadrează problema, arătîndu-se necesitatea adoptării unor echipamente prevăzute cu tiristoare. Totodată, se urmărește realizarea unor montaje care să elimine, pe cît posibil, armonicile de ordin superior și să nu necesite un consum apreciabil de energie reactivă. Aceste două aspecte legate de consumul de energie reactivă și eliminarea armonicilor se examinează luîndu-se în considerare reacțiile produse de elementele semiconductoare din schemele studiate. Se studiază principalele probleme legate de exploatarea tiristoarelor.

Dintre grupurile de tiristoare discutate în articol se insistă îndeosebi asupra celor monobloc pentru motoare reversibile de 230 V și 182—360 A și pentru motoare de 230 V și 800—1 600 A. Limitele inferioare se referă la curenții nominali, iar cele superioare, la curenții maximi absorbiți. Se dau o serie de caracteristici privind armonicile de tensiune, consumul de putere reactivă și forma tensiunii redresate de diferite tipuri de tiristoare. În încheiere se arată unele aplicații și se indică direcțiile de dezvoltare a instalațiilor descrise.

A.C.

CZ 621.375.1.013.62

Vogelsang, E. **Cu privire la creșterea rezonanței într-un montaj cu traductor pentru adaptarea puterii** (Zur Frage der Resonanz-Überhöhung bei einer zur Leistungsanpassung dienenden Übertragerschaltung). In : ETZ-A **86**, nr. 23, 1965, p. 742—743,8 fig., 4 ref. bibl.

Se discută schemele și relațiile fundamentale folosite pentru realizarea unui montaj cu traductor destinat adaptării în joasă, medie și înaltă frecvență, indicîndu-se modul cum trebuie analizate relațiile analitice pentru alegerea condițiilor optime de rezonanță, care asigură transferul maxim de putere.

V.L.

CRONICĂ

CZ 061.3 :621.315 (498) I.C.P.E. „1966"

Simpozionul „Progrese în tehnica tensiunilor înalte"

În cinstea celei de-a 45-a aniversare a P.C.R., comitetul de ingineri și tehnicieni din Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică a organizat în ziua de 5 mai 1966 un simpozion la care s-au prezentat referate de un deosebit interes.

Conf. ing. D. F. Lăzăroiu, director al I.C.P.E., în cuvîntul de deschidere, a evocat măsurile luate de partid și guvern în cadrul industrializării socialiste pentru electrificarea țării și constituirea unei baze tehnico-materiale corespunzătoare a ramurii electrotehnice din industria constructoare de mașini. Ilustrînd rolul primului plan de electrificare, cît și realizarea și depășirea lui, vorbitorul a înfățișat sarcinile ce rezultă pentru cercetătorii, proiectanții și constructorii de material electrotehnic, din planul elaborat de Congresul al IX-lea al P.C.R. pentru dezvoltarea bazei energetice a țării pînă în anul 1975.

Acad. dr. doc. Aurel Avramescu, în referatul „Problemele tensiunii limită a transmisiei electrotehnice", a analizat dificultățile care au apărut în cursa tensiunilor la dimensionarea și coordonarea izolației transmisiei de energie cu tensiuni nominale alternative ce întrec 1 MV, datorită faptului că la aceste tensiuni undele „prelungite" de impuls, de exemplu 300/3 000 μs de o amplitudine corespunzătoare, reproducînd supratensiunile de conectare tranzitorii, provoacă străpungeri ale spațiilor în aer de peste 5 m la valori mai joase decît amplitudinea tensiunii de frecvență industrială, în cazul cînd întîlnesc un eclator vîrf pozitiv placă negativă. Rezultatele experimentelor întreprinse la sugestia CIGRÈ și CEI în laboratoarele și stațiile de încercare de cele mai înalte tensiuni pe lume au confirmat o tendință netă de saturație în creșterea tensiunilor de străpungere în raport cu creșterea spațiilor de eclatare, respectiv a tensiunilor de conturnare a lanțurilor de izolatoare. Cauza acestei comportări pare să fie desfășurarea descărcărilor în egrete de o lungime și intensitate excepționale din vîrful pozitiv, repartizarea și dinamica sarcinilor spațiale, cît și solicitarea puternică a unor porțiuni din spațiul de eclatare prin cîmpul electric concentrat acolo. În această situație se impun urgent noi cercetări pentru elucidarea cauzelor intime ale fenomenelor observate și elaborarea unor propuneri de evitare a dificultăților. Problemele referitoare reprezintă un exemplu grăitor pentru necesitatea îmbinării cercetării fundamentale cu cea aplicativă în scopul satisfacerii unor necesități stringente de a dezvolta cu mare urgență transmisia de mari energii la foarte mari distanțe.

Prof. dr. ing. Gh. Hortopan a prezentat „Tendințele moderne în construcția aparatajului electric de înaltă tensiune", ilustrînd cursa pentru mărirea continuă a puterilor de rupere prin perfecționarea procedeelor de împiedicare a reaprinderii arcului electric după trecerea prin zero a curentului. Legea Paschen rămîne încă mult timp o sursă de inspirație pentru constructorii de camere de stingere, mai ales la valorile extreme ale produsului *pd*. Într-adevăr, se dezvoltă, pe de o parte, întreruperea în vid, pe de altă parte, în camere de presiune pînă la 80 at. Concomitent se dezvoltă puternic stingerea arcurilor în gaze electronegative, mai ales în hexaflourura de sulf (Fl_6S). Performanțele de vîrf atinse în prezent sînt de 5, 10, 20, 35 de GVA la tensiunile de 110, 220, 400 și 750 kV. Se extinde includerea în camera de presiune a tot mai multe elemente constructive, descoperindu-se materiale izolante noi care rezistă la solicitările ce apar, ca de exemplu teflonul care rezistă bine la Fl_6S. Pentru a favoriza autonomia întreruptorului s-au dezvoltat deocamdată pentru tensiuni medii întreruptoare în aer perfecționate, în care arcul este lungit și împins magnetic în șicane din material ceramic, uneori gazogen, fiind șuntat alte ori de rezistențe spre a-i slăbi curentul și a grăbi stingerea (tipurile Solenarc, Magnator etc. cu puteri de rupere din ce în ce mai mari). În sfîrșit, întreruptoarele cu ulei puțin, cu injecția suplimentară de ulei pentru preîntîmpinarea efectului de cavitație, au fost trecute la construcția de camere inseriate, ca cele cu aer comprimat, atingînd tensiuni foarte înalte, mai puțin curenții de rupere ale acestora din urmă (60 kA pe contact).

Ing. Fl. Tănăsescu a prezentat referatul „Determinarea descărcărilor parțiale în aparatajul electric de înaltă tensiune" mult dezbătută în literatura de specialitate (300 articole în ultimii ani). Dispozitivele de detectare și măsură cu bandă îngustă și largă recomandate de diferite organe internaționale ca CEI, CISPR sau naționale, ca NEMA, ERA, VDE, nu reușesc să dea decît valori măsurabile la bornele aparatelor din care este greu a conchide asupra fenomenelor interne reale. Cu toate acestea continuă eforturile pentru perfecționarea dispozitivelor și metodelor de măsură, atît în alte țări, cît și la noi.

Ing. Gh. Popescu a expus „Soluții moderne în utilizarea și realizarea laboratoarelor de tehnica tensiunilor înalte", evidențiind diferența între echiparea laboratoarelor institutelor de cercetare și cele ale întreprinderilor industriale. La proiectarea unor laboratoare moderne de TTI este foarte important a se fixa cu curaj amplitudinea maximă a tensiunii de diferite feluri, înainte de a se începe dimensionarea. Se cer azi instalații nu numai pentru formarea unor impulsuri normale 1/50 μs, ci și a celor „prelungite", de exemplu 300/3000 μs, care reproduc supratensiunile de comutare. O mare importanță trebuie dată ecranării și pămîntării sălii de înaltă tensiune, apoi dispozitivelor de sincronizare, de comandă și de reglare automată a încercărilor spre a mări eficacitatea lor. Se cer în prezent tot mai multe lucrări de cercetare și dezvoltare în domeniul TTI, deci trebuie să se dezvolte corespunzător instalațiile de laborator necesare.

Acad. *A. Avramescu*

CZ 061.3 :621.318(498) I.R.M.E. „1966"

Sesiunea tehnico-științifică I.R.M.E.

În zilele de 26—28 mai a.c. s-au desfășurat la București lucrările celei de-a IV-a sesiuni tehnico-științifice organizată de Întreprinderea pentru raționalizarea și modernizarea instalațiilor energetice din M.E.E. împreună cu Consiliul Național al Inginerilor și Tehnicienilor, avînd tema „Realizări obținute în domeniul măririi siguranței de funcționare a instalațiilor energetice". La ședința de deschidere prezidată de tov. ing. Teofil Popovici, director general al Direcției generale de producție și transport al energiei electrice din M.E.E., a luat cuvîntul tov. prof. ing. Nicolae Gheorghiu, adjunct al ministrului energiei electrice, care arătînd rolul P.C.R. în orientarea electrificării țării, a subliniat cu satisfacție creșterea continuă din punct de vedere calitativ și cantitativ a activității I.R.M.E. și a trecut în revistă noile sarcini ce rezultă din documentele de partid și de stat pentru colectivul I.R.M.E. în următorul cincinal.

Au rostit cuvinte de salut și urări de bună reușită a sesiunii tov. acad. prof. Martin Bercovici, acad. dr. doc. Aurel Avramescu, prof. Corneliu Penescu, membru corespondent al Academiei, prof. dr. Gleb Drăgan, decanul Facultății de energetică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București, conf. ing. Emil Constantinescu din partea C.N.I.T., conf. ing. Călin Mihăileanu ș.a.

Au urmat cele 37 comunicări tehnico-ştiinţifice prezentate în următoarele secţii :

A. Echipament electric în centrale, staţii şi reţele (16 comunicări).

B. Automatizări, telemecanică, telecomunicaţii (12 comunicări).

C. Termoenergetică şi hidroenergetică (9 comunicări).

Redăm în rezumat numai unele din comunicările primei secţii, care au o legătură mai strînsă cu domeniul electrotehnicei :

1. Ing. *Drăgănescu E. Criterii de alegere a turbogeneratoarelor pentru marile termocentrale.* Se stabilesc unele criterii tehnice de alegere a turbogeneratoarelor de mare putere (100—300 MW) în funcţie de caracteristicile garantate de fabricile constructoare din străinătate cu ocazia analizei ofertelor.

2. Ing. *Zanft I. Unele aspecte privind calitatea periilor la generatoare.* Se analizează deficienţele ivite în timpul exploatării periilor pe colectoarele excitatricelor şi pe inelele generatoarelor, din marile centrale ale sistemului electroenergetic. După o scurtă prezentare a caracteristicilor contactului alunecător, perie-colector (respectiv — inelele) se arată modul de comportare a unor perii de fabricaţie străină şi internă. Analizîndu-se deficienţele de funcţionare se face o clasificare a cauzelor, în scopul îndepărtării lor. De asemenea, se face o clasificare a acestora din punct de vedere al periilor folosite pe diferitele tipuri constructive şi puteri de generatoare.

S-au experimentat pe generatoare de puteri mari perii de fabricaţie românească, utilizînd noi armături şi reţete. Se scot în evidenţă posibilităţile de utilizare a unor mărci de perii romîneşti, care le pot înlocui în condiţii satisfăcătoare pe cele străine, folosite iniţial.

3. Ing. *Cigusievici M.* şi ing. *Şlaiher S. Studiu experimental asupra grupului de autotransformatoare de 200 MVA 231±16% (121) 10,5 kV de la C.T.E. Luduş.* În urma distrugerii înfăşurării terţiare legată în triunghi a transformatorului serie şi ulterior a suprimării acestuia de către fabrica constructoare, s-a hotărît verificarea experimentală a funcţionării autotransformatorului de 220/110 kV de la Luduş. În acest scop s-au urmărit : comportarea formei curbei de tensiune a reţelei obţinută cu divizor capacitiv şi transformator de măsură ; probe de funcţionare la mersul în gol, probe de funcţionare în regim nesimetric, probe de funcţionare la sarcină simetrică, probe şi măsurători pentru controlarea funcţionării comutatorului de ploturi.

La interpretarea mărimilor măsurate s-a folosit atît metoda directă cu analizorul armonic de tip Brüel — Klaer, cît şi metoda indirectă prin oscilografiere şi descompunere în armonici, folosind metoda grafoanalitică a cartoanelor ajurate, ambele metode conducînd practic la aceleaşi concluzii.

4. Ing. *Şlaiher S. Studiu privind realizarea unui transformator mobil de 300 kV pentru încercări.* În referat se analizează aspectele speciale care apar ca urmare a folosirii circuitului feromagnetic descris (în formă de bară). Studiul cuprinde calculul circuitului magnetic şi al curentului de magnetizare, care se deosebşte fundamental de cele ale unui transformator cu circuitul feromagnetic închis. De asemenea, se tratează în mod special problema izolaţiei pentru care s-au găsit soluţii originale.

Lucrarea scoate în evidenţă avantajele obţinute la un transformator de încercare mobil cu circuit magnetic în formă de bară.

5. Ing. *Popa B. Divizoare de tensiune pentru măsurători la încercări experimentale în sistem.* S-au proiectat divizoare care să fie utilizate la măsurarea supratensiunilor interne la comutaţii, în instalaţii de 35—400 kV, formate din elemente demontabile. Pe baza proiectului s-au realizat montaje experimentale care au fost încercate în laborator şi în reţea. Încercările în laborator au fost făcute pentru verificarea tensiunii de ţinere (la frecvenţă industrială în impuls) şi a preciziei de măsură a divizoarelor. Datele de laborator au corespuns cu cele de proiectare, stabilind că divizoarele pentru 400, 220, 110 şi 35 kV pot fi realizate din 1,2,3 şi 5 elemente de divizor, avînd capacitatea de 825 pF şi rezistenţa 72 MΩ.

Divizoarele de tip ohmico-capacitive realizate pot măsura tensiuni în limitele de la 0 Hz la 40 kHz, fiind astfel corespunzătoare pentru măsurarea supratensiunilor interne. Probele în reţea au fost făcute cu ocazia încercărilor experimentale de trecere a liniei Luduş-Mukacevo la 400 kV. Divizoarele au fost montate la 400, 220 şi 35 kV în paralel cu divizoarele poloneze. Rezultatele obţinute pe ambele divizoare sînt identice.

6. Ing. *Săndulescu L. Încercarea la impuls a echipamentului electroenergetic aflat în exploatare.* În timpul exploatării, maşinile electrice, transformatoarele şi, în general, echipamentele electrice sînt supuse unor solicitări variate, pe care trebuie să le suporte şi să ofere instalaţiilor respective un grad de siguranţă cît mai ridicat, impus de cerinţele consumatorilor alimentaţi. Deoarece, pînă în prezent în Republica Socialistă România, încercările la impuls se fac numai pentru omologarea de prototipuri, în lucrare s-a analizat problema introducerii lor în exploatare. S-a propus ca încercarea izolaţiei la impuls să se facă în două etape : într-o primă etapă, la un număr restrîns de instalaţii pentru stabilirea unei metodologii de încercare, urmînd ca în viitor, în funcţie de rezultatele ce se vor obţine, să se extindă acest gen de verificări la mai multe categorii de instalaţii.

7. Ing. *Launer D. Utilizarea intervalelor de protecţie în reţelele de medie şi înaltă tensiune.* Lucrarea şi-a propus să analizeze posibilităţile de utilizare ale intervalelor de protecţie, ca protecţie brută, în cazul coordonării izolaţiei pe două nivele. S-a analizat eficacitatea utilizării, luînd în discuţie o serie de considerente tehnico-economice şi s-a ajuns la concluzia că intervalele prezintă o protecţie eficientă, ieftină şi care nu produce dificultăţi de fabricaţie, indiferent de tensiunea folosită.

Pentru a urmări procesul de funcţionare în totalitatea sa, s-a recurs la o studiere pe etape, prin amorsarea la o undă de tensiune (de impuls şi frecvenţă industrială) în laborator şi reproducerea fenomenului de însoţire în reţea. Pe baza probelor de laborator şi reţea efectuate, ţinînd seamă de dezavantajele funcţionale ale intervalelor de protecţie, s-au făcut recomandări privind forma constructivă, montajul, reglajul (mărimea intervalului disruptiv), în funcţie de locul de instalare al intervalelor de protecţie.

8. Ing. *Moscovici D.* — I. R. E. Dobrogea. *Utilizarea releelor cu transformatoare saturate la protecţia de balanţă a liniilor electrice paralele.* O dată cu legarea la sistemul naţional a sistemului local al Dobrogei a devenit necorespunzătoare protecţia maximală direcţională de la liniile nr. 4 şi 5 de 35 kV Ovidiu II Medgidia. Din lipsa unor relee de impedanţă sau de balanţă cu înfăşurare de frînare, care trebuiau importate, problema a fost rezolvată cu mijloace locale.

S-au construit relee de balanţă cu transformatoare saturate, avînd o caracteristică asemănătoare cu a releelor de balanţă de tipul ITB — 200. Se dau ecuaţiile fundamentale pe baza cărora s-au construit caracteristicile teoretice ale releului, formulele pe baza cărora s-au determinat parametrii transformatorului saturat şi caracteristicile experimentale obţinute în laborator. Se arată experienţa de exploatare a protecţiei din 1960 pînă azi.

9. Ing. *Lupu A.*, ing. *Zimand R.* şi tehn. *Vartic D. Încercarea în exploatare şi laborator a releului direcţional cu elemente statice elaborat de I.R.M.E.* În anul 1964 s-a elaborat în I.R.M.E. un releu direcţional. Cunoscînd că semnul expresiei

$$M = |\bar{I} + \bar{U}| - (\bar{I} - \bar{U})$$

(unde I şi U sînt curentul şi tensiunea la intrare în releu) este funcţie de unghiul de defazaj între curent şi tensiune, releul determină direcţia prin determinarea semnului acestei expresii. Cu ajutorul unor transformatoare se formează expresiile $I + U$ şi $I - U$, acestea se redresează cu ajutorul a două punţi redresoare pentru a se obţine valorile absolute şi se compară la cîte un organ de nul conectat în diagramele acestor două punţi redresoare. Organul de nul este realizat sub forma unui amplificator transistorizat, acţionînd la ieşire un releu intermediar.

Releul are patru unghiuri comutabile de maximă sensibilitate : (0°, 90° cap, 30° cap, 110° cap) şi o sensibilitate de circa 0,02 V la curentul nominal.

În anul 1965, şase prototipuri au fost supuse unui număr de 15 probe de scurtcircuit pe viu (4 scurtcircuite monofazate, 3 bifazate şi 8 trifazate) în apropierea şi depărtarea de locul de instalare al releelor şi s-au comportat corespunzător.

10. Ing. *Doliner S.*, ing. *Porţeanu M.*, ing. *Zimand R.* şi tehn. *Vartic D. Relee de RAR şi AAR cu scheme fără contacte.* Apreciind că releele de automatizare se pretează bine unor scheme statice, s-au elaborat la I.R.M.E. mai multe asemenea prototipuri de relee de RAR şi AAR. În referat se descriu cele două soluţii principale : relee cu tuburi tiratroane cu catod rece şi relee cu elemente logice transistorizate de tip UNILOG şi performanţele obţinute.

11. Ing. *Junger R.* — I. R. E. Crişana. *Compensarea longitudinală cu condensatoare statice pe liniile de medie tensiune.* Lucrarea conţine calculul şi descrierea instalaţiei de condensatoare pentru compensarea longitudinală a unei linii de 15 kV, amplasată într-una din staţiile I.R.E. Crişana, împreună cu protecţia respectivă şi rezultatele obţinute.

12. Ing. *Ionescu A.*, ing. *Popa B.*, ing. *Bensimon A.*, ing. *Bratu A.* şi ing. *Tendler M. Rezultatele probelor de supratensiuni interne efectuate la linia de 400 kV Luduş-Mukacevo-Lemeşany.* Lucrarea prezintă rezultatele probelor efectuate în noiembrie-decembrie 1965, pe linia de 400 kV Luduş-Mukacevo-Lemeşany, pentru cunoaşterea valorii supratensiunilor interne. Prima parte tratează stadiul actual al cunoştinţelor privind nivelul de supratensiuni în liniile de foarte înaltă tensiune reflectat în literatura de specialitate. De asemenea se prezintă criteriile de alegere a izolaţiei acestor linii şi experienţa unor instalaţii analoge.

În continuare se prezintă programul încercărilor, schemele de măsură şi comandă utilizate. Se dezvoltă rezultatele efectuate, interpretarea oscilogramelor obţinute la manevrele de comutaţie cu linia şi transformatorul de 220/400 kV în scheme variate, cum şi la scurtcircuite în diferite scheme şi puncte. Lucrarea mai conţine expunerea unor calcule analitice pentru determinarea valorii supratensiunilor interne pe linia Luduş-Mukacevo-Lemeşany. Se compară valorile rezultate din înregistrarea probelor de comutaţie cu valorile obţinute prin calculul analitic. În concluzie se dau recomandări pentru exploatarea liniei, cu referire la manevrele care comportă pericol de supratensiuni interne în echipamentul electric.

Comunicările au fost urmate de discuţii între specialişti care au confirmat progresul continuu al activităţii întreprinderii I.R.M.E. pe linia modernizării şi raţionalizării echipamentului energetic.

Acad. *A. Avramescu*

Sărbătorirea centenarului introducerii sistemului metric în România,

între 12 şi 16 septembrie, la Bucureşti

Anul acesta se împlinesc 100 de ani de la introducerea prin lege a aplicării obligatorii a sistemului metric în ţara noastră. Pentru poporul nostru, introducerea şi folosirea timp de un secol a sistemului metric prezintă o importanţă deosebită din punct de vedere istoric, politic, economic şi ştiinţific. Documentul prin care a fost legiferat sistemul metric la noi este Decretul lui Alexandru Ioan Cuza, din 1864, prin care se hotărăşte obligativitatea aplicării sistemului metric începînd de la 1 ian 1866, deci cu 11 ani înaintea Convenţiei metrului din 1875, considerată ca cea mai veche convenţie internaţională cu caracter tehnico-ştiinţific.

Caracterul practic, simplitatea, omogenitatea, generalitatea şi, în special, caracterul zecimal constituie baza ştiinţifică care impune sistemul metric în a doua jumătate a secolului XIX, în opoziţie cu vechile sisteme de măsuri de tip feudal. Caracterul progresist al acestei măsuri legale, adoptate acum 100 de ani, este demonstrat de faptul că astăzi, datorită efectelor sale pozitive în ştiinţă, tehnică şi economie, sistemul metric este adoptat de marea majoritate a ţărilor lumii ca sistem internaţional.

Introducerea sistemului metric în ţara noastră a avut loc în perioada imediat următoare formării statului român modern, prin unirea Principatelor Române, odată cu promulgarea legii agrare şi noua lege a instrucţiunii, măsuri corespunzătoare etapei istorice respective de dezvoltare, precum şi cerinţelor pieţei interne şi învăţămîntului tehnic.

Statul burghezo-moşieresc a vegheat îndeosebi asupra legalităţii măsurilor şi aparatelor de măsurat folosite în tranzacţiile comerciale şi învăţămînt, deoarece în condiţiile proprietăţii private asupra mijloacelor de producţie şi a dependenţei de capitalul şi tehnica străină, nu era interesat direct să ia sub supraveghere mijloacele de măsurat folosite în industrie. Cu toate că nu au existat preocupări din partea organelor oficiale pentru generalizarea şi perfecţionarea nivelului tehnicii măsurării, oameni de ştiinţă de seamă, ca Ion Ghica, Ştefan Hepites şi alţii au adus o contribuţie deosebită la progresul sistemului metric în ţara noastră.

Odată cu cucerirea puterii politice de către clasa muncitoare, după 23 August 1944, tehnica măsurării şi legislaţia metrologică au cunoscut o dezvoltare continuă, devenind factori activi în asigurarea calităţii producţiei, în dezvoltarea cercetării ştiinţifice şi în perfecţionarea şi consolidarea sistemului metric. Înfăptuirea principalelor reforme economice şi îndeosebi naţionalizarea mijloacelor de producţie au determinat dezvoltarea tuturor ramurilor economiei noastre şi în consecinţă extinderea activităţii metrologice în industrie, sănătate, protecţia muncii, agricultură, cercetare ştiinţifică etc.

Totodată a apărut ca o necesitate obiectivă înfiinţarea unei instituţii centrale de stat, care să preia întreaga problemă a transmiterii corecte a unităţilor de măsură, să studieze mijloacele şi metodele de etalonare, verificare şi măsurare cele mai corespunzătoare, să sprijine ridicarea performanţelor tuturor mijloacelor de măsurare, care se construiesc în ţară, să colaboreze, pe planul măsurării, la creşterea calităţii produselor şi la ridicarea nivelului tehnic general al industriei. Toate aceste sarcini, alături de altele care derivă din acestea, revin Direcţiei generale pentru metrologie, standarde şi invenţii prin Oficiul de Stat pentru Metrologie.

Sărbătorirea Centenarului introducerii sistemului metric în România, care va avea loc între 12 şi 16 septembrie 1966, va prilejui o serie de manifestări, dintre care :

1) O şedinţă festivă, cu tema „100 de ani de la introducerea sistemului metric în România", la care vor participa oameni de ştiinţă şi specialişti în probleme metrologice din ţară şi străinătate, lucrători în domeniul metrologiei din uzine, proiectanţi şi constructori de mijloace de măsurare.

2) O sesiune de comunicări ştiinţifice, în cadrul căreia se vor prezenta, de către specialiştii din ţară şi străinătate, probleme noi referitoare la realizarea de etaloane, metode noi de etalonare, verificare şi măsurare, tendinţe în construcţia aparatelor de măsurat şi, probleme teoretice ale metrologiei. Lucrările se vor desfăşura pe patru secţii şi anume :

— metrologie generală şi metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor analitice şi de material (concentraţie, viscozitate, pH, umiditate etc.) ;

— metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor mecanice (mărimi geometrice, masă, forţă, capacitate, presiune, debit, timp etc.) ;

— metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor electromagnetice (mărimi electrice de curent continuu, curent alternativ de frecvenţă joasă şi înaltă, măsurări radiotehnice, magnetometrie etc.);

— metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor termice, fotometrice şi radiometrice (temperatură, cantitate de căldură, intensitate şi flux luminos, activitate, doză de radiaţii etc.).

3) O expoziţie de mijloace de măsurare construite în ţară.

Toate aceste manifestări vor contribui la o informare multilaterală a muncitorilor, tehnicienilor şi oamenilor de ştiinţă din ţara noastră despre contribuţia adusă de sistemul metric, în general, precum şi asupra celor mai noi probleme în domeniul metrologiei ştiinţifice.

M. Moldoveanu

SCURTE ŞTIRI

Un dispozitiv de auzit a fost patentat de curînd în Anglia. El conţine un receptor montat într-un dinte artificial şi un transformator piezoelectric într-un dinte natural. Prin acest procedeu sînt excitate direct vîrfurile nervilor respectivi.

Din: ETZ-B, nr. 16, 1965.

O antenă radar realizată de curînd şi avînd o posibilitate maximă de selecţiune nu este compusă doar dintr-o calotă sferică, ci din 5000 de plăcuţe metalice, a căror poziţie poate fi reglată separat. În combinaţie cu o instalaţie radar, cu o astfel de antenă se poate ca în banda „L" să se descompună chiar un minut al arcului de cerc. De asemenea, cu ajutorul acestei antene se pot deosebi obiecte de cîţiva cm² la distanţa de 24 000 km.

Din: ETZ-B, nr. 16, 1965.

Un nou microscop cu o putere de mărire de 10 milioane de ori a fost construit de trei cercetători englezi. Este vorba de un microscop cu ioni de cîmp, care pentru prima oară permite observarea atomilor d n metale. Microscopul permite, de exemplu vizionarea şi fotografiatul defectelor din aliajele de grafit, siliciu şi metale. Mărirea este de 40 de ori mai puternică decît la alte microscoape electronice. Microscopul îşi va găsi o largă utilizare în industria aeronautică, cum şi în industria energiei nucleare.

Din: ETZ-B, nr. 16, 1965.

Număratul vehiculelor (atît în mers, cît şi în stare de repaus) este posibil cu un „detector de vehicule". Acesta se compune dintr-o buclă montată sub şosea. Prin schimbarea cîmpului acestei bucle se poate stabili şi timpul necesitat de un vehicul pentru trecerea prin buclă.

Din: ETZ-B, nr. 16, 1965.

O instalaţie electronică pentru analiza particulelor a fost pusă de curînd în vînzare sub numele de „Celloscope 202" în Suedia. Ea serveşte, în special, scopurilor industriale şi poate număra şi măsura particule între 0,0006 şi 0,2 mm, care pot fi stabilite pe cale electrolitică.

Din: ETZ-B, nr. 18, 1965.

Un nou element electrolitic miniaturizat care poate să acţioneze ca acumulator, condensator, fotoelement, termoelement şi detector de radiaţii a fost inventat de către doi tehnicieni francezi, Antoine Berard şi dr. Jean de Larebeyrette. După datele prealabile, inventatorii formează electrolitul folosit din două produse chimice, în prezent cunoscute şi ieftine, iar electrozii sînt fie din cupru, fie din zinc. S-a elaborat un element cu un volum de numai 0,02 cm³. În volumul de 0,1 cm³ se poate acumula prin încărcare o energie de cîţiva jouli. Pentru tensiuni joase se pot realiza condensatoare miniaturizate, de o capacitate de 10 000 pînă la 100 000 μF. Ca termoelement el poate debita pe o rezistenţă de 100 kΩ tensiunea de 10 mV pe 1°C. Despre mecanismul propriu-zis de acţionare a noului element inventatorii n-au dat nici un fel de amănunte. Buletinul de specialitate va fi publicat de-abia după acordarea drepturilor de brevetare.

Din: Elektrotehnik, nr. 10, 1965.

O instalaţie specială pentru măsurarea curentului la înaltă tensiune a fost elaborată de forma americană Schwager-Wood din Portland. Partea fundamentală a instalaţiei este un laser de arsenit de galiu, care împreună cu un convertizor avînd un nucleu inelar se instalează pe conducta de înaltă tensiune. La trecerea unui curent prin convertizor, laserul generează raze infraroşii, a căror intensitate este direct proporţională cu mărimea curentului. Aceste raze sînt trecute printr-un canal special optic din fibre de sticlă la potenţialul pămîntului unde se amplifică şi se transformă în semnale electrice pentru alimentarea dispozitivelor de măsură şi a releelor. Constanta de timp a întregii transmiteri este numai de 10^{-9}s, ceea ce nu va provoca prin urmare o eroare de fază. Transmiterea razelor nu este sensibilă la perturbaţiile cîmpului magnetic. Instalaţia poate fi utilizată pentru curenţi alternativi şi continui; s-a încercat cu succes pe liniile cu tensiunile de 115 şi 220 kV.

Din: Elektrie, nr. 3 şi 4, 1965.

Redresoare noi cu siliciu de tip VKD-500 şi VKD-750 au fost elaborate într-unul din institutele sovietice electrotehnice. Tensiunea inversă maximă este de 50 pînă la 600 V, iar curentul nominal redresat la o răcire normală cu aer este de 250 A, la o răcire artificială cu aer 500 A, iar la o răcire cu apă 750 A. Randamentul redresoarelor este de 99,5%, iar durata lor de viaţă va fi minimum 10 000 ore. Se contează pe aplicarea noilor redresoare, în special în industria chimică şi la fabricarea metalelor neferoase.

Din: Elektrotehnik, nr. 10, 1965.

O instalaţie semiautomată pentru producerea heliului lichid a fost elaborată de firma engleză Oxford Cryogenics Ltd. Ea poate să producă zilnic circa 10 l de gaz lichefiat, deservirea ei fiind, în realitate extrem de simplă. Aceeaşi firmă produce electromagneţi cu înfăşurări dintr-un material care atinge la temperatura heliului lichid (−269°C) starea de supraconductibilitate. Ambele instalaţii sînt destinate în special pentru uzul unor laboratoare de fizică.

Din: Elektrotehnik, nr. 8, 1965.

Proiectul unui hidrogenerator de înaltă tensiune cu o putere de 20 MVA pentru tensiunea de 121 kV a fost elaborat de un grup de specialişti din cîteva întreprinderi electrotehnice sovietice. Generatorul urmează a fi conectat direct, adică fără transformator ridicător pe liniile de foarte înaltă tensiune, prin care se transportă energia electrică la mare distanţă. Utilizarea acestor generatoare comportă o mare economie prin reducerea cheltuielilor de distribuţie a energiei electrice.

Din: Elektrotehnik, nr. 8, 1965.

Construcţia uzinei electrice Konakovo la o distanţă de 140 km de Moscova se apropie de sfîrşit. Se vor instala opt turboagregate cu o putere de cîte 300 MW. Turbinele vor fi acţionate cu abur supraîncălzit cu temperatura de 565 pînă la 575°C. Combustibil este gazul natural, iar ca rezervă la vîrfuri se va folosi ulei greu. Întreaga instalaţie va funcţiona cu eficacitate foarte ridicată. Construcţia este interesantă prin faptul că s-au folosit pe o scară considerabilă piese prefabricate din beton armat care s-au asamblat pe loc. Energia electrică produsă va fi distribuită pe linii sub tensiunea de 220, 330 şi 500 kV.

Din: Elektrotehnik, nr. 9 1965.

In S.U.A. se produc elemente de memorie cu ajutorul razelor generate de laser pentru maşini electronice de calcul miniaturizate, de un mare randament. În anumite piese componente executate din sîrmă de wolfram se fac cu ajutorul razelor emise de laser orificii de un diametru de numai 0,04 mm foarte apropiate între ele. Întregul proces de găurire durează ceva mai puţin de 1 μs. Prin orificiile găurite se întind fire subţiri. Elementele de memorie executate în modul acesta au dimensiuni minime.

Din: Radio und Fernsehen, nr. 5, 1965.

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr.doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Al. Greceanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. R. Răduleţ; ing. St. Ţiganetea; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul de virament : Publicaţiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026.002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informaţia" str. Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, C. 3612.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965

41 400

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

CONTENTS

DC 621.315.027.89.621.3.015.2/5

Avramescu, A.: **The problems of limit voltage in electropower transmissions.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 265–270

The voltage increase of electropower transmissions after the 700–750 kVn gradient adopted by the J E C is followed by a new gradient of 1–1,25 MV_n. The experiments with normal impulse waves and waves prolonged at distances exceeding 3 m in the air have shown a surprising decrease of the disruptive voltage with prolonged waves (inner over voltages) which arrive with the increase of the distance and of the front slope below the disruptive voltage at industrial frequency. Some previsions and suggestions of the solutions which could allow to avoid the saturation trend in the increase of transmission voltage are included.

DC 621.313.333.011/012.001.41

Nedelcu, V. N.: **A new method of controlling the nomina parameters of asynchronous motors.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 271–273

The author presents a graphical method for controlling the nominal parameters of a series of asynchronous motors based on the construction of some limit circles in the parameters of which the deviations required by the norms are taken into consideration. It is shown that if the deviations in a number of parameters are taken into account the deviations of the others are resulting so that the deviation limits imposed by the norms are not justified.

DC 621.314.2.026.444/445.001.12

Ciubotaru, T.: **Some present trends in the construction of small-power transformers.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 274–281

The present-day achievements and trends in the field of small-power transformers are presented. The influence of the introduction of cold rolled plate is described as well as some consequences of the introduction of aluminium windings.

DC 621.316.344:621.312.002.72

Măcriş, A. and *Sterian, M.*: **Prefabricated metal and concrete transformer substations in European technics.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 281–288

The paper reviews the industrially produced transformer substations used in the European technics. The general preference for industrially prefabricated substations is emphasized. The remarkable achievements obtained in this field in Poland, the U.S.S.R., Jugoslavia, the F.R.G., France are reviewed and the performances of these transformer substations are compared with those of the prefabricated metallic substations built in our country at the Bucharest Enterprise for Metallic Constructions and Prefabs of the Electric Power Ministry. Some conclusions are drawn concerning the technical level of the Romanian transformer substation and some suggestions meant to improve it are set forth.

DC 621.317.322+621.317.373:538.632

Fränkel, D.: **Functional transformations performed by means of Hall modulators.**

Electrotehnica **14**, nr. 8, august 1966, p. 288–293

Assuming that the values of some vectorial sizes forming given angles are proportional to continuous voltages, their resultant is proportional to the geometrical sum of these voltages. The author used Hall modulators found in magnetic fields proportional to the continuous voltages and fed with alternating control currents of the same frequency and phase shifted with angles equal to those formed by the vectorial sizes. Alternating Hall voltages whose sum is proportional to the geometrical sum of the voltages, i.e. with the resultant of the vectors, have been obtained. The method suggested is applicable to measurements and analogical computers.

REVIEWS 293
ABSTRACTS 295
CHRONICLE 299
BRIEF NEWS 300

SOMMAIRE

CD 621.315.027.89 : 621.3.015.2/5

Avramescu, A. : **Les problèmes de la tension-limite de la transmission électroénergétique.**

Electrotehnica **14**, no. 8, août 1966, p. 265–270

En tachant de toujours accroître la tension des transmissions électroénergétiques, on atteint après le palier 700–750 kV_n adopté par la C.E.I., un nouveau palier de 1–1,25 MV_n. Les experiences effectuées avec des ondes à impulsion normales et prolongées à des distances de plus de 3 m, dans l'air libre, indiquent une réduction surprenante de la tension disruptive pour les ondes prolongées (surtensions internes) qui diminuent, avec l'augmentation de la distance et de la durée frontale, jusqu'au- dessous de la tension de disruptive à fréquence industrielle. On fait des prévisions et des propositions en vue des solutions qui pourraient permettre d'éviter la tendance de saturation pendant l'accroissement de la tension de transmission.

CD 621.313.333.011/012.001.41

Nedelcu, V. N. : **Une nouvelle méthode de contrôle des paramètres nominaux des moteurs asynchrones.**

Electrotehnica **14**, no. 8, août 1966, p. 271–273

On présente une méthode graphique pour le contrôle des paramètres nominaux d'une série de moteurs asynchrones, basée sur la construction de cercles- limite, dont les paramètres sont considérés en fonction des écarts imposés par les normes. On montre que si l'on considère les écarts d'un certain nombre de paramètres, les écarts des autres paramètres donnent des résultats qui prouvent que les limites des écarts imposés par les normes ne sont pas justifiées.

CD 621.314.2.026.444/445.001.12

Ciubotaru, T. : **Tendances actuelles dans la construction des transformateurs de petite puissance.**

Electrotehnica **14**, no. 8, août 1966, p. 274–281

On présente les réalisations et les tendances actuelles dans le domaine de la construction des transformateurs de petite puissance. On montre l'influence de l'introduction des tôles laminées à froid ainsi que certaines conséquences dues à l'introduction des enroulements en aluminium.

CD 621.316.344 : 621.312.002.72

Măcriş, A. et *Sterian, M.* : **Postes de tranformation préfabriquée à partir du métal et du béton, daus la technique éuropéenne.**

Electrotehnica **14**, no. 8, août 1966, p. 281–288

On passe en revue les postes de transformation préfabriqués en usine, utilisés dans la technique éuropéenne. On montre qu'en général on préfère les postes en carcasse métalliques fabriqués industriellement. De même, on passe en revue les remarqua les réalisations dans ce domaine obtenues en Pologne, en U.R.S.S., en Yougoslavie, en Allemagne fédérale et en France et l'on compare les performances de ces postes à celles des postes métalliques préfabriqués construits dans notre pays par l'Entreprise de constructions métalliques et de préfabriqués Bucarest qui fait partie du Trust d'électromontages du Ministère de l'Énergie Électrique. On tire des conclusions concernant le niveau de la réalisation des postes de transformation tout en faisant des propositions d'amélioration.

CD 621.317.322+621.317.373 :538.632

Fränkel, D. : **Transformations fonctionnelles effectuées à l'aide des modulateurs Hall.**

Electrotehnica **14**, no. 8, août 1966, p. 288–293

En supposant que les valeurs de certaines dimensions vectoriales qui forment entr'elles des angles connus sont proportionnelles aux tensions continues, leur résultante sera proportionnelle à la somme géométrique de ces tensions. On utilise des modulateurs Hall placés dans des champs magnétiques proportionnels aux tensions continues et alimentés avec des courants de commande alternatifs, ayant la même fréquence et étant déphasés entr'eux par des angles égaux à ceux formés par les grandeurs vectorielles. On obtient ainsi des tensions Hall alternatives dont la somme est proportionnelle à la somme géometrique des tensions, par conséquent proportionnelle aussi avec la résultante des vecteurs. La méthode proposée peut être appliquée pour les mesurages ainsi que pour les machines analogiques de calcul.

COMPTES RENDUS 293
EXTRAITS 295
CHRONIQUE 299
BRÈVES NOUVELLES 300

ORSZÁGOS SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1966

CZ 621.313 **MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE**

CZ 621.313. (086.5) : 621.3.015.001.24

Eckhardt, H. **Ecuaţiile de tensiune ale unei maşini model.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **86**, nr. 26, 24 dec 1965, p. 856—859, 5 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.047.34

Szeifert, M. **Trepidaţiile periilor la maşinile electrice.** In : Villamosság **13**, nr. 7, iul 1965, p. 208—210, 11 fig.

CZ 621.313.047.4

Bogatirev, M.I. ş.a. **Mijloacele de determinare a uzurii periilor la maşinile electrice.** In : Izv. VUZ. Elektromehanika **8**, nr, 6, iun 1965, p. 683—689, 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.047.4

Tuktaev, I. şi *Bogatirev, N.I.* **Influenţa suprafeţei de contact a periilor electrice asupra funcţionării contactului plat de alunecare.** In : Izv. VUZ. Elektromehanika **8**, nr. 6, iun 1965, p. 690—693, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.3.016.35

Kovacs, K.P. **Metode matematice pentru descrierea proceselor tranzitorii din maşinile sincrone şi asincrone.** In : Energietechn. **15**, nr. 6, iun 1965, p. 242—247, 11 fig.

CZ 621.313.33.017.3.001.24

Jordan, H. şi *Talgen, F.* **Asupra pierderilor pulsatorii în dinte la maşinile asincrone.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **86**, nr. 25, 10 dec 1965, p. 805—809, 3 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.313.333

Fong, W. **Motoare de inducţie cu un singur bobinaj şi cu două viteze mult diferite.** In : Proc. I.E.E. **122**, nr. 7, iul 1965, p. 1335—1347, 7 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.313.333.064.1

Pytel, Y. **Metodă de calcul al curenţilor în cazul scurtcircuitelor interne în motoarele asincrone.** In : Energietechn. **15**, nr. 6, iun 1965, p. 248, 1 fig.

CZ 621.313.333.531.6 : 621.314.57.072.6

King, K.G. **Reglarea motoarelor asincrone cu frecvenţă reglabilă cu ajutorul comutatoarelor cu tiristoare.** In : E.u.M. **82**, nr. 11, nov 1965, p. 525—532, 13 fig.

CZ 621.314 **TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATOARE**

CZ 621.314.212

Raab, E.L. **Opinii în S.U.A. asupra transformatoarelor de distribuţie cu cuvă etanşă.** In : Electr. Times **148**, nr. 3, 15 iul 1965, p. 85—86, 1 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.314.212

Borsani, M. **Uscarea şi tratarea transformatoarelor în ulei.** In : Elettrificazione, nr. 6, iun 1965, p. 193—197, 4 ref. bibl.

CZ 621.314.6.064.1.001.24

Pfeiler, V. şi *Streuber, M.* **Metodă simplă pentru calcularea variaţiei curenţilor cu timpul în scurtcircuitele interioare ale convertoarelor de curenţi.** In : Elektrie **20**, nr. 1, 1966, p. 19—23, 5 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.314.632

Ceaikovski, L.I. **Transformator stabilizat de tensiune continuă.** In : Priborostroenie, nr. 7, iul 1965, p. 24—25, 3 fig., 1 tab.

CZ 621.315 **TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTORI. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII**

CZ 621.315.612.072

Cockbain, A.G. **Dielectrici ceramici, cu posibilităţi de reglare a valorii coeficientului de temperatură al permitivităţii.** In : Proc. I.E.E. **112**, nr. 7, iul 1965, p. 1478—1481, 4 fig., 2 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.316 **DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR**

CZ 621.316.11

Sklearevski, I.I. **Calculul regimurilor complexe nesimetrice pe modele statice.** In : Izv. VUZ Energhetika **8**, nr. 6, iun 1965, p. 1—11, 5 fig., 2 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.316.54.027.2

Toniolo, S.B. **Condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească întreruptoarele de manevră de joasă tensiune cu privire la supracurenţi.** In : Elettrotecnica **52**, nr. 6, iun 1965, p. 401—402.

CZ 621.316.542.027.2.066.004.6.001.5

Meveri, I. **Încercări ale materialelor de contact din aparatele de conexiune de joasă tensiune.** In : Elektrie **20**, nr. **1**, 1966, p. 11—13, 3 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.316.57 : 621.313.3

Huber, J. **Protecţia contra întreruperii unei faze la întreruptoarele de protecţie ale motoarelor.** In : Maschinenwelt **20**, nr. 6, iun 1965, p. 213—215, 1 fig., 1 tab.

CZ. 621.318 **APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE**

CZ 621.318.124 : 539.22.002.2

Winkler, G. **Asupra fabricaţiei de ferite cu anizotropie plană.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **23**, 5 nov 1965, p. 769—772, 3 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.319 **CONDENSATOARE**

CZ 621.319.4

Diefenbach, W. **Condensatoare moderne pentru aparate electronice.** In: Elektrotechnik **47**, nr. 21, iul 1965, p. 443—447, 7 fig.

CZ 621.319.45 : 669.294 : 621.3.012

Ackmann, W. **Caracteristicile condensatoarelor cu tantal.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **86**, nr. 19, 17 sept 1965, p. 632—635, 7 fig., 8 ref. bibl.

SIEMENS

DATE — SESIZAREA, TRANSMITEREA ȘI PRELUCRAREA LOR

Toate domeniile științei și tehnicii, ale economiei și administrației sînt sectoare în care se aplică sisteme de date, adică sisteme care sesizează, transmit și prelucrează date sub orice formă.

Întreprinderile SIEMENS oferă asemenea sisteme cu experiența unei întreprinderi mondiale.

În colaborare cu organizații de administrație și cu toate domeniile științei am adunat experiență practică în numeroase aplicări.

Tehnicienii noștri din sectoare diferite, cum și economiștii și specialiștii noștri sînt obișnuiți a rezolva eficace chiar și probleme dificile. Un număr mare de programe raționale stau deja la dispoziția clienților noștri.

Dv. primiți împreună cu instalațiile tehnice și analizele și rezolvările problemelor ; personalul dv. va fi instruit la cursuri speciale.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor dau rezultate bune chiar în cele mai dificile condiții de lucru, în forme de organizare mari și mici a tuturor gradelor de automatizare.

Întreprinderile SIEMENS au o parte principală în dezvoltarea sistemelor de prelucrarea datelor în Europa ; cercetătorii lor au construit prima instalație pentru prelucrarea datelor complet transistorizată.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor capătă an de an aplicații mai largi. Ele se extind de la sesizarea de date pînă la comanda producției, de la decizii simple logice pînă la calcule pentru reactoare.

CÎTEVA EXEMPLE DIN ADMINISTRAȚIE

Statistică, planificare
Supravegherea planurilor de finanțare, calcule economice
Calcule de salarii și de prestații
Facturări
Planificare de transporturi și comenzi
Rezervare de locuri la întreprinderile de transport
Planificarea și supravegherea proiectării
Executarea problemelor de raționalizare și
Financiare

CÎTEVA EXEMPLE DIN PRODUCȚIE

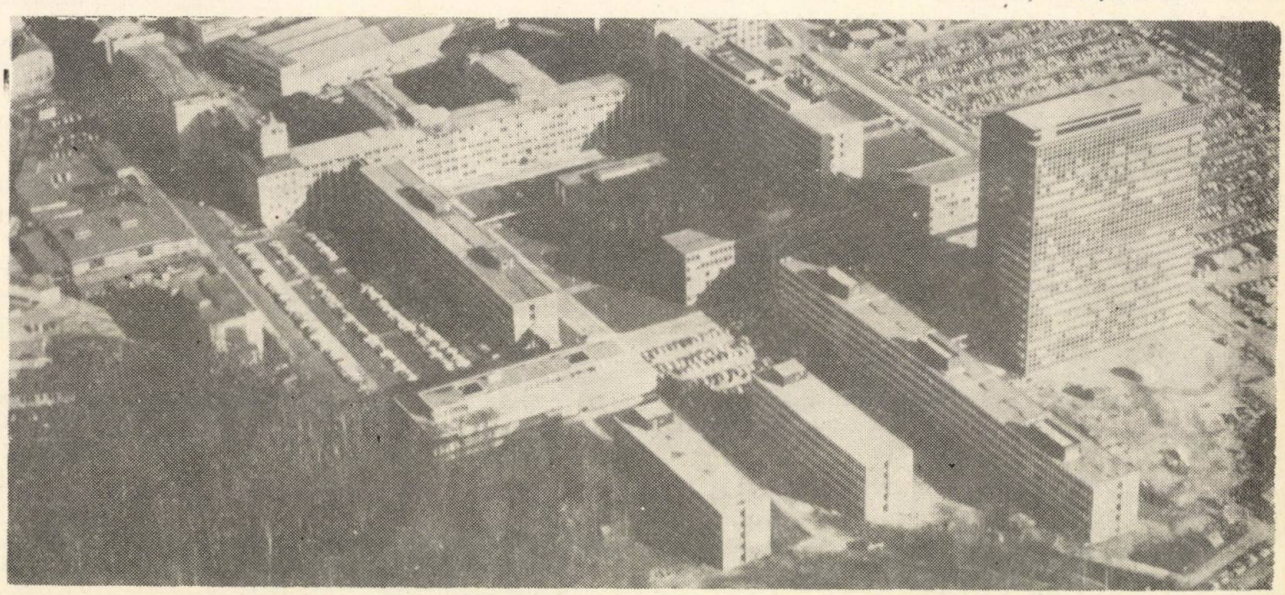
Modificarea contractelor și termenelor de îndeplinire
Planificarea aprovizionării
Controlul stocurilor
Dirijarea materialelor și asamblării
Calcule de rentabilitate
Conducerea producției

Vă rugăm să ne vizitați la Tîrgul de mostre de la Brno R. S. C. (11—20 septembrie 1966), pavilionul C.

Specialiștii noștri vă vor informa cu plăcere asupra tuturor problemelor sistemelor de prelucrarea datelor.

În caz că nu vizitați Tîrgul de la Brno, vă rugăm să scrieți la Siemens & Halske AG Datentechnik, 8000 München 47, Postfach 31.

SIEMENS în München — aici lucrează aproximativ 20 000 din cei 260 000 de colaboratori ai întreprinderilor SIEMENS



For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

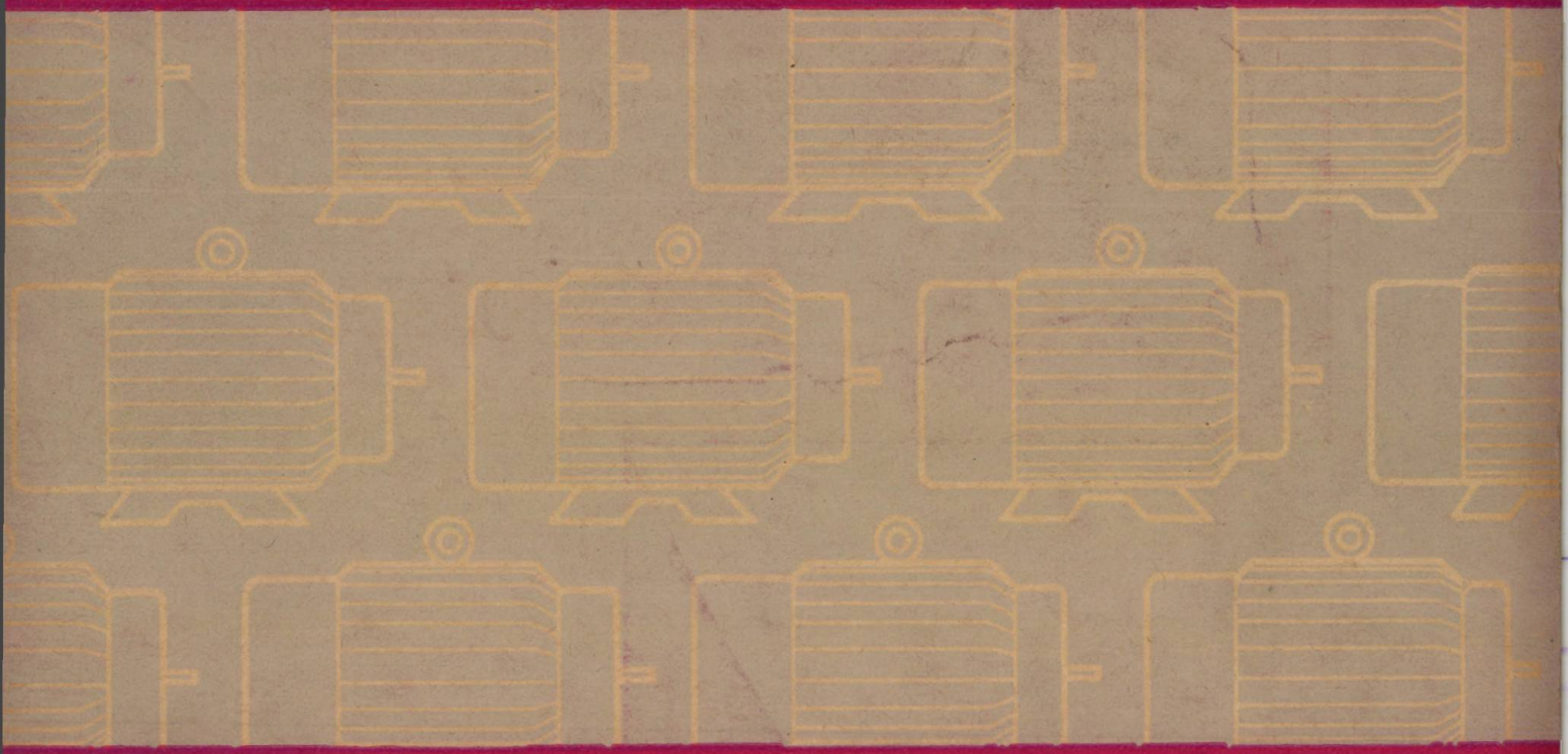
Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF : 14.75.35

1967 MAR 14

E 2040

ELECTROTEHNICA



9

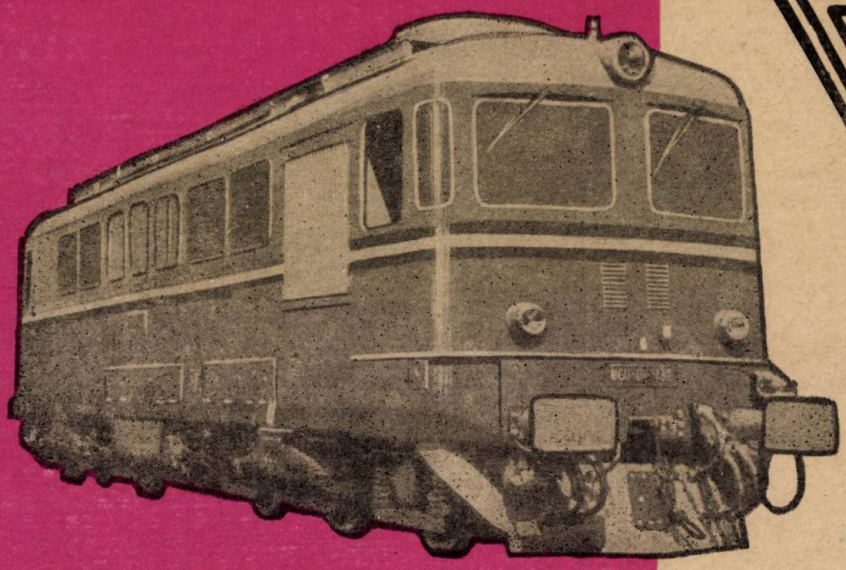
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 14 • NR. 9 • SEPTEMBRIE 1966

LOCOMOTIVE DIESEL ELECTRICE

CO-CO 2100 CP

pentru traficul de marfă și de călători

- condiții optime de comandă și de vizibilitate a căii
- folosirea puterii totale a motorului Diesel la viteze mari
- posibilitate de comandă unică la unități cuplate



uzinele

ELECTROPUTERE

Elektrim

SOCIETATE POLONEZĂ PENTRU COMERŢ EXTERIOR ŞI ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC
Varşovia, str. Czackiego 15/17, Polonia Telex: 81 347, 81 351
Căsuţa Poştală: 631

Vă oferim: Dispozitive pentru legătura şi protecţia instalaţiilor electrice la suprasarcini şi a efectelor scurtcircuitelor. Nu întîrziaţi să le aplicaţi; ele vă protejează:

Disjunctoarele de înaltă tensiune se folosesc în reţelele de curent continuu şi alternativ unde pot să apară scurtcircuite, cu întreruptoare de aer,

pentru tensiuni în gama de 3 la 24 kV, pentru curenţi nominali de 1 250 la 2 000 A şi cu puteri de rupere pînă la 750 MVA

Disjunctoare cu volum mic de ulei produs pe baza licenţei firmei ASEA (Suedia) pentru tensiuni de 66, 110 şi 132 kV, pentru curenţi nominali de 800 — 1 000 A şi cu putere de rupere pînă la 3 500 MVA

Un echipament electric universal permite a aplica disjunctoare în instalaţiile electrice în care se cere:

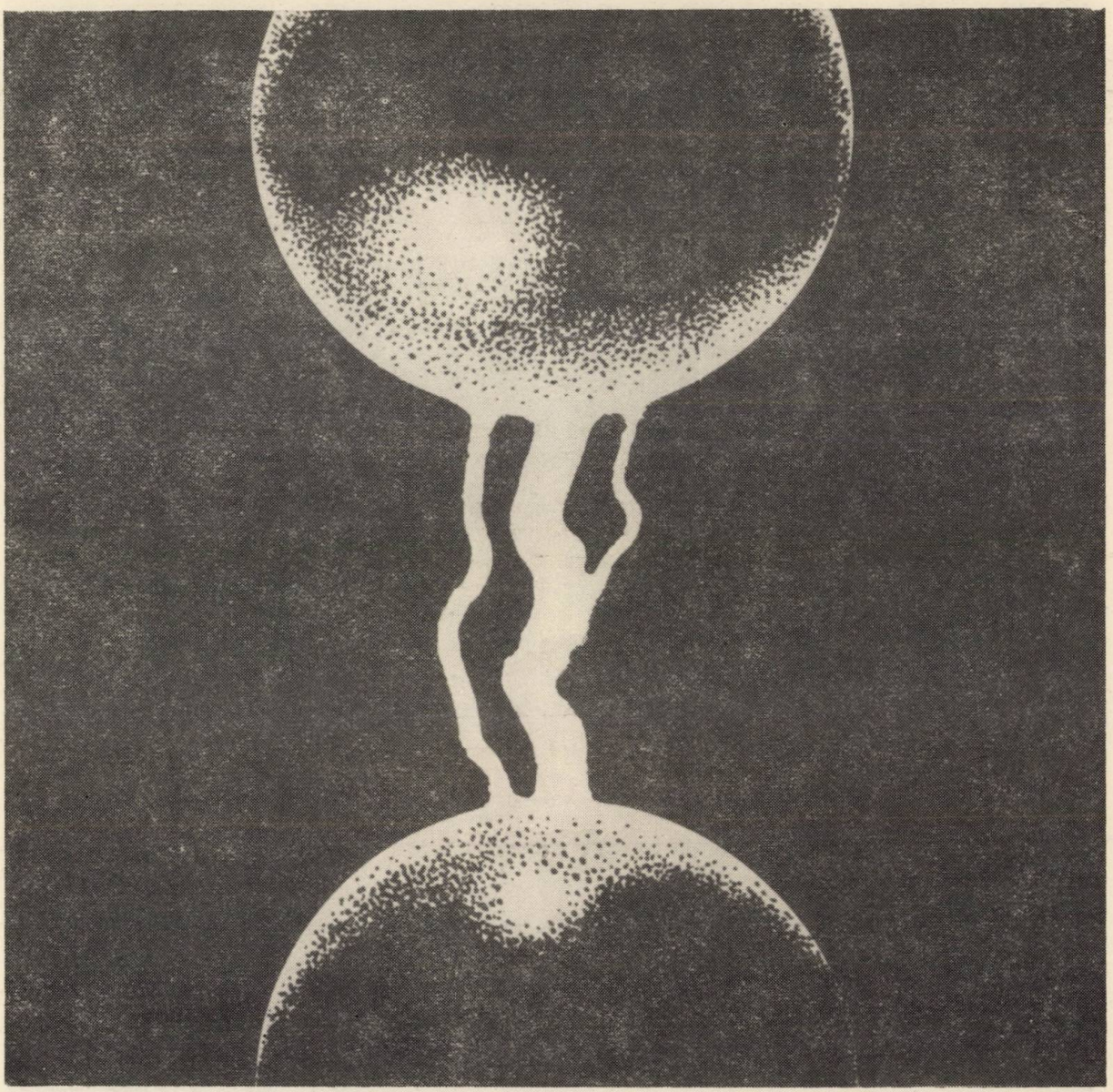
◆ telecomandă ◆ funcţionare selectivă a dispozitivelor de siguranţă a scurtcircuitelor ◆ semnalizatoare şi alte tipuri de conectări electrice

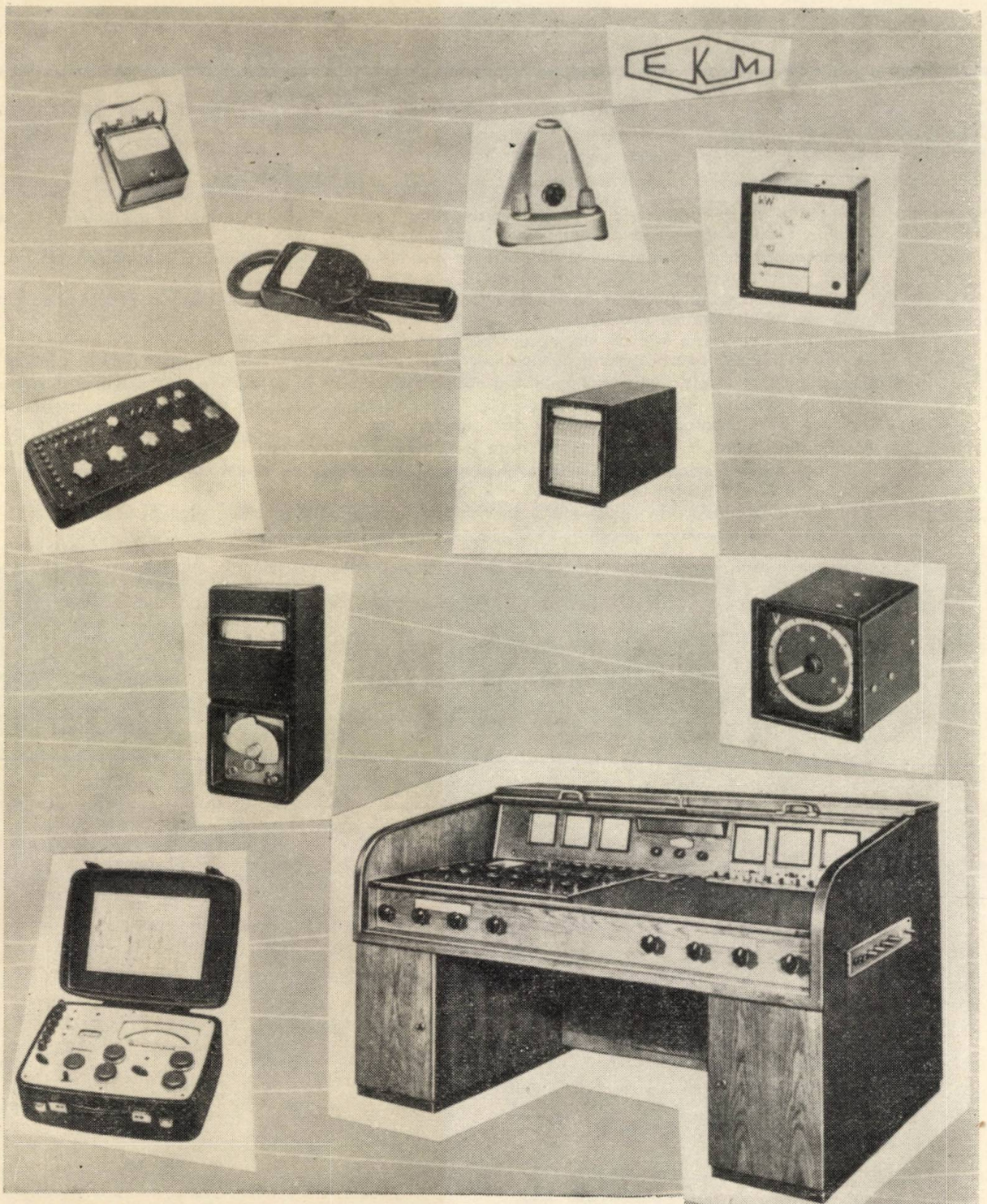
Parafulgere pentru curenţi cu o capacitate de descărcare în gama:

◆ cu un element de 1,5 — 20 kA, pentru tensiuni de 3 — 40 kV ◆ cu mai multe părţi de 5 — 20 kA, pentru tensiuni de 50 — 200 kV

Sisteme cu comandă prin rezistenţă şi cu stingere magnetică a arcului

Adresaţi toate cererile Dv. exportatorului exclusiv: **ELEKTRIM**





Instrumente de măsură electrice şi termice pentru măsurări în uzine şi laboratoare

Instrumente pentru tablouri de comandă, aparate de măsură portabile de mare precizie, ampermetre, voltmetre şi wattmetre, punţi de măsură de mare precizie, aparate universale, regulatoare de temperatură, aparate de înregistrat temperatura, compensatoare termice, elemente termice şi termometre de rezistenţă

METRIMPEX

Intreprindere ungară pentru comerţ exterior pentru produsele industriei de instrumente

Adresa: Budapest 62, Postfach 202 — Ungaria
TELEX: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX
M
BUDAPEST

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1988

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1882

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 9 Bucureşti, septembrie 1966

Noi contribuţii la determinarea şi reducerea pierderilor suplimentare din motoarele asincrone trifazate

Ioan Babuţia* — Timişoara

CZ 621.313.333.017.2/3

1. Introducere

Se cunoaşte din literatura de specialitate [1] — [12] că în toate maşinile electrice rotative apar pierderi suplimentare, care sînt provocate de armonicile superioare ale tensiunii magnetomotoare, produse de crestăturile statorice, respectiv rotorice. Pierderile suplimentare apar în plus faţă de pierderile rezultate dintr-un calcul tipizat de proiectare. La motoarele asincrone, datorită întrefierului foarte mic, crestăturile din stator şi rotor măresc atît de mult armonicile superioare încît valoarea pierderilor suplimentare este relativ mult mai mare decît în maşinile sincrone şi în cele de curent continuu.

În lucrarea de faţă, pentru simplificarea exprimării, sub denumirea de pierderi suplimentare în fier se înţeleg atît pierderile care apar datorită curenţilor turbionari şi fenomenului de istereză, cît şi pierderile în fier corespunzătoare curenţilor transversali între barele coliviei rotorice.

Pentru construcţia şi utilizarea corespunzătoare a motoarelor asincrone trebuie să se determine corect pierderile care au loc în aceste maşini, concomitent cu dezvoltarea unei puteri utile. De asemenea, trebuie să se cunoască, pe cît posibil, cauzele care determină aceste pierderi pentru a putea acţiona asupra lor, în vederea reducerii pierderi or, respectiv a îmbunătăţirii caracteristicilor de funcţionare a acestor maşini.

Tendinţa modernă în proiectarea motoarelor de curent alternativ, în ceea ce priveşte reducerea dimensiunilor, a stimulat un nou interes în măsurarea, urmărirea şi reducerea pierderilor suplimentare. Aceste pierderi reprezintă un factor important în determinarea randamentului şi a temperaturii finale a motoarelor de inducţie, iar măsurarea lor precisă are o importanţă esenţială pentru evaluarea caracteristicilor maşinii. În felul acesta este subliniată importanţa problemei pierderilor suplimentare la maşinile de inducţie, în literatura de specialitate destul de recentă [12]. Lucrările originale ale autorului [13]—[18], [31] aduc dovezi în sprijinul punctului de vedere prezentat mai sus.

În mod asemănător sînt văzute lucrurile şi de către alţi cercetători [10], care arată că, deoarece pierderile suplimentare măresc considerabil supratemperatura şi reduc cuplul motor disponibil al maşinii, este necesar să fie cunoscute cauzele acestor pierderi şi să se reducă valoarea lor pe orice cale posibilă.

2. Calculul şi determinarea experimentală a pierderilor suplimentare în sarcină

Cercetări importante în legătură cu pierderile suplimentare în sarcină din maşinile de inducţie a efectuat A. Odok [7], [8], care, ca şi alţi autori [5], [9], [10], [12], defineşte aceste pierderi ca fiind diferenţa dintre pierderile totale ($\sum P$) care au loc în maşină, la funcţionarea în sarcină nominală, şi suma pierderilor în fier (P_{Fe}), în înfăşurări, prin efect Joule-Lenz (P_{Cu}) şi prin frecare (P_f).

Întrucît:

$$\sum P = P_a - P_u = P_a - M \cdot \omega = P_a - M \frac{2\pi n}{60}, \quad (1)$$

rezultă că pierderile suplimentare în sarcină sînt definite de ecuaţia următoare:

$$P_s = \sum P - (P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_{Fe} + P_f). \quad (2)$$

Pierderile în cuprul statorului, P_{Cu1}, se calculează astfel [8], [19]:

$$P_{Cu\,1} = \mathrm{m}\, I_1^2 R_1,$$

* Ing. *I. Babuţia* este şeful serviciului laboratoare de la Întreprinderea „Electromotor" — Timişoara şi lector la Institutul pedagogic al Universităţii din Timişoara.

iar cele în cuprul rotorului, cu ajutorul relației :

$$P_{Cu\,2} = s\,[P_a - (P_{Cu\,1} + P_{Fe})],$$

unde :

s este alunecarea la sarcină nominală, determinată printr-una din metodele cunoscute [3].

Pierderile în fier, P_{Fe}, se obțin la încercarea de mers în gol, după cum se indică în literatura de specialitate [2], [3].

Pierderile prin frecări, P_f, se determină, de asemenea, la încercarea de mers în gol, prin extrapolarea curbei pierderilor $P_0 = f(U_0^2)$.

Prin urmare, toate mărimile care apar în partea dreaptă a ecuației (2) pot fi obținute prin metodele indicate în literatura de specialitate. Rezultă că relația (2) poate servi la determinarea pierderilor suplimentare în sarcină și, ca urmare, a fost utilizată în această lucrare, după cum se va vedea mai departe.

În literatura de specialitate [6], [8] se precizează că la motoarele asincrone în scurtcircuit pot apărea pierderi suplimentare mari, avînd ordinul de mărime de la 0,5 la 6% din puterea absorbită a motorului. Rezultatele experimentale, prezentate în capitolul al 3-lea al lucrării (tabela 3), se încadrează în acest ordin de mărime, pierderile suplimenatre în sarcină situîndu-se, la marea majoritate a motoarelor, între 3 și 6% din puterea absorbită. De asemenea, valorile trecute în tabelele 1 și 5 dovedesc că pierderile suplimentare influențează deosebit de mult randamentul, fapt care este în deplină concordanță cu literatura de specialitate [6], [8], [9], [10], [12].

Importanța studiului și a reducerii pierderilor suplimentare rezultă și din lucrarea lui Barton și Ahmad V. [5] unde se arată că pierderile suplimentare, determinate la un motor cu rotorul în colivie, de 7,5 CP, 400 V, 50 Hz, 1 500

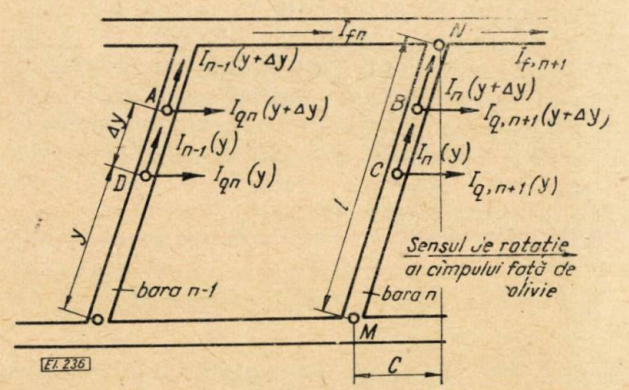


Fig. 1. Curenții în bare și curenții transversali într-o secțiune de rotor.

rot/min reprezintă aproximativ jumătate din totalul celorlalte pierderi, ceea ce este o cifră caracteristică pentru mașinile de inducție mici sau mijlocii, după cum rezultă și din cercetările autorului (tabela 3).

Întrucît toate lucrările științifice, apărute recent în legătură cu pierderile suplimentare [9], [10], [12], [20], [21], [22], [23], [24], citează cercetările lui Odok A. [7], [8], rezultă că acestea prezintă o importanță deosebită în privința lămuririi problemei din punct de vedere teoretic.

În studiul său [8], Odok A. subliniază necesitatea înțelegerii exacte a teoriei despre originea armonicilor spațiale în cîmpul din întrefier, ale căror efecte sînt pierderile suplimentare și cuplurile parazite, care determină șei periculoase în caracteristica mecanică a motorului asincron, $M = f(n)$.

Pentru un bobinaj asimetric trifazat există următoarele ordine de armonici în cîmpul întrefierului, pe lîngă cîmpul principal [8], [25], [26] :

$$\nu = -5\,;\ +7\,;\ -11\,;\ +13\,;\ -17\,;\ +19\,;\ -23\,;\ +25 \text{ etc.}$$

unde semnele minus indică sensul de rotire a cîmpului împotriva sensului cîmpului principal, iar semnele plus indică același sens ca și al cîmpului principal.

Armonicile tensiunii magnetomotoare ale statorului produc cupluri asincrone în același fel ca și cîmpul principal.

Între pierderile în înfășurarea rotorului și cuplu, provocate de armonica ν, este valabilă următoarea relație [8] :

$$P_{2\nu} = M_\nu \cdot \omega_\nu \cdot s_\nu, \qquad (3)$$

care se poate deduce din considerente energetice [27].

Pierderile generate de curenții induși de către armonicile cîmpului statorului iau, în cazul unui rotor cu bare neizolate, o valoare comparabilă cu aceea provocată de cîmpul principal. Prin urmare, aceste pierderi influențează simțitor, în sens negativ, randamentul motorului și fac ca răcirea, mai ales la o mașină închisă, să fie o problemă dificilă [8].

Pentru a calcula pierderile suplimentare în fier din rotorul mașinii de inducție, produse de curenții induși de către armonicile superioare ale cîmpului magnetic statoric, în literatură [8], [23] se consideră o secțiune a unui rotor în colivie cu bare neizolate (fig. 1) și se admit o serie de ipoteze simplificatoare.

Aplicînd legea a doua a lui Kirchhoff la bucla $ABCD$ din figura 1, se obține (în complex) :

$$\sum_{ABCD} \dot{E} = \sum_{ABCD} \dot{U}. \qquad (4)$$

Notînd partea din stînga ecuației (4) : $\sum \dot{E} = \Delta \dot{U}_e$, care reprezintă t.e.m. indusă de cîmpul exterior și explicitînd partea dreaptă a acestei

ecuații, adică suma căderilor de tensiune de-a lungul buclei închise $ABCD$, rezultă :

$$\Delta \dot{U}_{\epsilon} = \dot{I}_{n-1}(y)\cdot \dot{Z}_l \cdot \Delta y + \dot{I}_{qn}(y+\Delta y)\cdot \Delta y \cdot \frac{\dot{Z}_q}{\Delta y} -$$

$$- \dot{I}_n(y)\cdot \dot{Z}_l \cdot \Delta y - \dot{I}_{qn}\cdot(y)\cdot \Delta y \cdot \frac{\dot{Z}_q}{\Delta y} =$$

$$= [\dot{I}_{n-1}(y) - \dot{I}_n(y)]\cdot \dot{Z}_l \cdot \Delta y + \frac{\mathrm{d}\dot{I}_{qn}}{\mathrm{d}y}\cdot \Delta y \cdot \dot{Z}_q . \quad (5)$$

După efectuarea calculelor se obține expresia :

$$- \dot{Z}_{q0}\frac{\mathrm{d}^2 \dot{I}_n}{\mathrm{d}y^2} + \dot{Z}_l \cdot \dot{I}_n = \dot{E}_{l\nu}\cdot \mathrm{e}^{-j\alpha_\nu y} \quad (6)$$

unde :

$$\dot{Z}_{q0} = \frac{\dot{Z}_q}{4\sin^2\frac{\delta_e}{2}} .$$

Relația (6) este ecuația diferențială a curenților din barele rotorice. Ea se rezolvă ținînd seamă de condițiile la limite.

În literatură [8], [23] sînt prezentate calcule pe baza cărora rezultă explicit că t.e.m. indusă în unitatea de lungime a barei rotorului de către armonica ν a cîmpului magnetic statoric, $E_{l\nu}$, este invers proporțională cu valoarea întrefierului, δ.

De asemenea, se arată că în cazul coliviei cu bare drepte, punctele barelor fiind la același potențial, nu poate exista curent transversal, chiar atunci cînd impedanța transversală nu ar fi infinită. Această concluzie este valabilă numai în cazul în care rezistența inelelor frontale de scurtcircuitare este neglijabilă față de impedanța barelor, ceea ce are loc în toate cazurile care se întîlnesc în practică. În schimb, în cazul coliviei cu bare înclinate — care este, de fapt, și cazul motoarelor experimentate de autorul acestei lucrări — dacă impedanța transversală Z_q nu este infinită poate exista curent transversal între barele vecine.

Cunoscînd curenții, se pot calcula pierderile. Astfel, s-a obținut [8], [23] expresia pierderilor suplimentare în rotor, datorite efectului Joule-Lenz, sub forma (pentru armonica de ordinul ν) :

$$P_{2\nu S} = Z_2 \cdot E_{l\nu}^2 \cdot R_e\left[\frac{2a_\nu^2(\mathrm{ch}\,\dot{\gamma}_\nu l - \cos a_\nu l)}{\beta_\nu^4 \cdot \dot{\gamma}_\nu \cdot \dot{Z}_{q\nu 0}\,\mathrm{sh}\,\dot{\gamma}_\nu l} + \frac{1}{\beta_\nu^2 \cdot \dot{Z}_{q\nu 0}}\cdot l\right], \quad (7)$$

unde :

$$\dot{\gamma}_\nu = \sqrt{\dot{Z}_{l\nu}/\dot{Z}_{q0}}\,; \quad \beta = \sqrt{a_\nu^2 + \dot{\gamma}_\nu^2}\,.$$

Relația (7) conține atît pierderile în bare, cît și pierderile suplimentare în traiectul transversal, ultima parte fiind produsă în fier de curenții care se scurg între bare [8].

Este demn de remarcat că valoarea pierderilor suplimentare în fier din rotorul mașinii asincrone, datorite curenților transversali, depinde de pătratul t.e.m. induse, $E_{l\nu}$, care, după cum s-a menționat mai sus, este invers proporțională cu întrefierul. Prin urmare, pierderile suplimentare în fier variază invers proporțional cu pătratul valorii întrefierului δ. Acest fapt

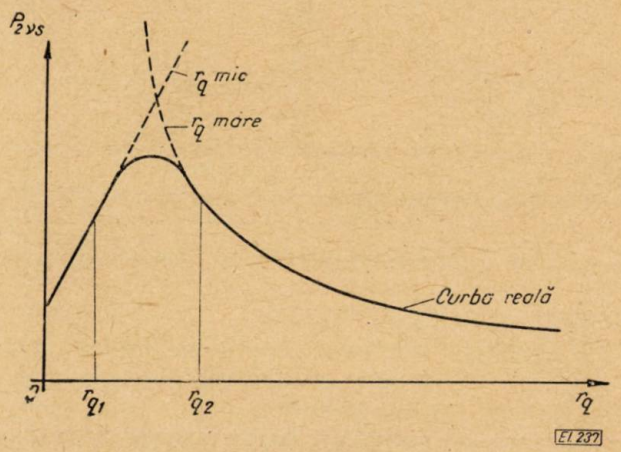


Fig. 2. Variația pierderilor suplimentare prin efect termic, în funcție de rezistența transversală.

este scos în evidență explicit, pentru prima dată, de autorul acestei lucrări [31].

Variația pierderilor suplimentare în rotor, $P_{2\nu S}$, în funcție de rezistența de contact dintre bare și tole, r_q, are aspectul indicat în figura 2, [8], [9], [23].

Se observă că în rotorul cu rezistență mică de izolație între bare și fier, pierderile suplimentare în traiectul transversal sînt direct proporționale cu rezistența acestuia, r_q. În acest caz, o ușoară îmbunătățire a izolației dintre bare și tole provoacă pierderi suplimentare mari, mai degrabă decît o reducere a acestora, după cum se așteaptă de obicei. Acest fenomen a fost întîlnit de autor în cercetările efectuate (capitolul al 3-lea).

Dacă însă valoarea rezistenței r_q este mare, pierderile suplimentare în traiectul transversal sînt invers proporționale cu rezistența acestuia. Cu alte cuvinte, relația dintre aceste pierderi și rezistența bare-fier reprezintă o hiperbolă. Pe acest fenomen se bazează procedeul descris în lucrarea [14], aplicat de autor la Întreprinderea „Electromotor" Timișoara, în vederea reducerii pierderilor suplimentare în fier (capitolul al 3-lea).

Pe baza curbei din figura 2, A. Nicolaide [23] trage concluzia că, pentru ca curenții transversali să nu ducă la o mărire însemnată a pierderilor, trebuie ca rezistența r_q să fie în afara zonei critice, cuprinsă între r_{q1} și r_{q2}.

Prin urmare, pentru ca să se cunoască direcția în care trebuie să se meargă, în scopul perfecționării caracteristicilor motorului, adică al reducerii pierderilor suplimentare și al cuplurilor parazite, trebuie să se măsoare valoarea

reală a lui r_q. Aceasta s-a făcut cu ajutorul schemei din figura 3, după metoda expusă în [8] și [9]:

$$r_q = \frac{U_{med}}{I_b}. \qquad (8)$$

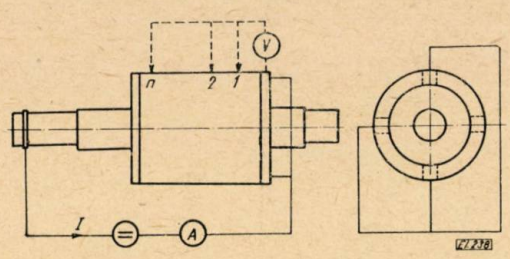


Fig. 3. Determinarea rezistenței transversale.

unde:

U_{med} este tensiunea medie măsurată de-a lungul crestăturii deschise între fier și bară;

I_b — curentul care circulă printr-o bară și care este egal cu $I_b = \frac{I}{Z_2}$.

Pentru efectuarea măsurărilor s-au utilizat un milivoltmetru de clasă 0,2 și un ampermetru de clasă 0,5. Forța de apăsare a electrozilor sondă a fost de circa 200 N. Practic, s-a constatat că, prin varierea forței de apăsare în limite de ± 50 N, rezistența de contact a sondelor nu a introdus erori în cadrul măsurărilor efectuate.

În literatură sînt prezentate, ca fiind mai uzuale, următoarele metode pentru determinarea pierderilor suplimentare: 1) încercarea de rotire în sens invers [9] și 2) metoda puterilor absorbită și furnizată [8].

Ținînd seamă de neajunsurile metodei de încercare prin rotire în sens invers, scoase în evidență de lucrarea [29], apărută în 1963, cum și de faptul că Odok A., despre care s-a arătat mai sus că are cercetări importante în legătură cu pierderile suplimentare, utilizează „metoda puterilor absorbită și furnizată", autorul s-a orientat spre această ultimă metodă. Baza ei teoretică este concretizată în relația [2], iar modul cum s-a aplicat în această lucrare este arătat în capitolul 3.

3. Metoda originală de reducere a pierderilor suplimentare în fier la mașinile asincrone trifazate

După cum s-a arătat în capitolul al doilea, autorul demonstrează, pentru prima dată, că pierderile suplimentare în fier variază invers proporțional cu pătratul valorii întrefierului. Aceasta constituie baza teoretică a metodei originale, aplicată în vederea reducerii pierderilor suplimentare în fier, atît în gol, cît și în sarcină. Procedeul a constat în restrunjirea rotorului finit cu 0,1 mm pe diametru, în general, iar în unele cazuri cu mai mult, chiar cu 0,25 mm [13].

Metoda se aplică, începînd din anul 1961, la Întreprinderea „Electromotor" Timișoara [17], unde s-a constatat că, la majoritatea tipurilor de motoare asincrone trifazate, există exemplare ai căror parametri, măsurați în gol și în scurtcircuit, nu se încadrează în limitele stabilite anterior, pe baza încercărilor de tip. Efectuînd încercări de tip la aceste exemplare, s-au obținut caracteristici, ca: randament și cuplu de pornire, inferioare celor impuse. De asemenea, încălzirea lor a depășit limita admisă de standarde [19]. Aceste caracteristici necorespunzătoare ale motoarelor asincrone se datoresc, în bună parte, pierderilor suplimentare în sarcină [5], [6], [8], [9], [10], [12].

Întrucît din literatura de specialitate este cunoscut că valoarea pierderilor suplimentare depinde mult de procesul tehnologic utilizat la confecționarea rotorului, fapt subliniat în [8], [9], [10], [11], atenția autorului a fost îndreptată asupra acestei părți a mașinii, în mod special [13], [14], [15], [17], [18].

În continuare se dau unele din rezultatele experimentale obținute recent.

a. *Variația puterii utile prin mărirea întrefierului* (în urma restrunjirii rotorului). Pentru a putea vedea cum variază pierderile suplimentare în sarcină, respectiv pierderile suplimentare în fierul rotorului, în urma aplicării metodei de mărire a întrefierului, a fost necesară determinarea puterii utile a motorului respectiv. Aceasta rezultă din ecuațiile (1) și (2).

În vederea determinării puterii utile a motoarelor, prin metoda directă, în laboratorul de mașini electrice al Întreprinderii „Electromotor" s-a utilizat un generator dinamometric de construcție cehoslovacă (1962). Cu ajutorul balanței generatorului, al cărui cadran este etalonat direct în kgfm, s-a măsurat momentul cuplului, dezvoltat la arborele motorului, cu o precizie foarte bună, întrucît eroarea sistematică nu depășește 0,1%.

Turația motorului s-a calculat, ținînd seamă de alunecarea determinată experimental prin metoda bobinei. În felul acesta s-a putut determina turația cu o eroare de 0,1—0,2%.

Prin urmare, relația:

$$P_u = M \cdot \omega = M \frac{2\pi n}{60} \cdot 9{,}81, \text{ W} \qquad (9)$$

permite calcularea puterii utile reale în W, avînd măsurat momentul cuplului în kgfm și turația în rot/min.

Se cuvine a aminti că, pe lîngă metoda de determinare directă a puterii utile, în STAS 1893-50 este indicată și metoda pierderilor se-

parate, conform căreia pierderile suplimentare în sarcină se calculează cu relația :

$$P_s = 0{,}005\ P_a .$$

Întrucît pierderile suplimentare în sarcină sînt mult mai mari decît 0,5% P_a, între valorile puterii utile determinate prin cele două metode apar diferențe sensibile, după cum rezultă din tabela 1.

ASI 160 S/6). Iată de ce rezultatele din tabela 1 constituie o dovadă experimentală incontestabilă a necesității reducerii pierderilor suplimentare în sarcină.

A doua concluzie importantă care se poate trage din rezultatele prezentate în tabela 1 este aceea că apar pierderi suplimentare în sarcină și la motoarele cu rotorul bobinat, de tipul AFI 180, deși în cazul acestora nu poate fi vorba de existența unor curenți transversali,

Tabela 1

Tipul motorului	Puterea nominală turația sincronă, kW/rot/m	P_a, W	Puterea utilă, W		Randamentul, %		
			prin metoda pierderilor separate	prin încărcare directă	prin metoda pierderilor separate	prin încărcare directă	impus
ASI 160 S/2	10/3 000	11 560	10 000	9 650	86,5	83,5	87,5 85,62 minim
ASI 160 S/4	10/1 500	11 480	10 000	9 470	87,1	82,6	87,5 85,62 minim
ASI 160 M/6	7,5/1 000	8 820	7 520	7 120	85,2	80,6	85,5 83,32 minim
ASI 160 S/6	5,5/1 000	6 440	5 500	5 070	85,4	78,8	84 81,6 minim
ASI 160 M/2	13/3 000	14 580	13 000	12 370	89,1	84,8	88 86,2 minim
ASI 160 M/4	13/1 500	14 680	13 000	12 630	88,6	86,0	88,5 86,77 minim
ASI 180 S/6	10/1 000	11 200	10 000	9 580	89,25	85,55	86,5 84,475 minim
AFI 180 S/4	10/1 500	11 200	10 000	9 700	89,25	86,5	84 81,6 minim
AFI 180 M/6	10/1 000	11 280	10 000	9 680	88,75	85,81	83 80,55 minim

Diferența dintre cele două puteri utile reprezintă surplusul de pierderi suplimentare în sarcină care există în mașină, peste cele calculate cu metoda pierderilor separate (0,5 % P_a).

Concluzia cea mai importantă care se impune în urma unei analize temeinice a rezultatelor cuprinse în tabela 1 este următoarea : valoarea pierderilor suplimentare în sarcină, la motoarele asincrone cu rotorul în colivie, avînd barele neizolate, de tipul ASI 160, este atît de mare încît determină scăderea randamentului sub limita minim admisă. Această scădere este sensibilă, putînd ajunge chiar pînă la 3,02% (motorul ASI 160 S/4), respectiv 2,8% (motorul

ca și la motoarele cu colivii neizolate față de miez. Această verificare experimentală confirmă punctul de vedere teoretic prezentat de autor în capitolul al treilea al tezei de doctorat [31], unde s-a arătat că pierderile suplimentare în fier, produse de curenții turbionari în dinți, se datoresc variației în timp a inducției magnetice în fier, ale cărei linii înlănțuie conductorii alimentați cu curent. Aceste pierderi sînt strîns legate de fenomenul producerii forței, care trebuie să acționeze asupra rotorului pentru a-l antrena.

Este totuși demn de subliniat că pierderile suplimentare în sarcină sînt mai mici la mo-

toarele cu rotorul bobinat decît la cele în colivie unde există curenți transversali între barele învecinate. Pentru a evidenția acest fapt este bine a se compara puterile utile reale, determinate prin încărcare directă, ale motoarelor de tipul ASI cu cele ale motoarelor AFI, avînd aceeași putere nominală și aceeași turație. Astfel se observă că motorul ASI 160 S/4 de 10 kW, 1 500 rot/min are puterea utilă reală de numai 9470 W, adică mai mică decît a motorului AFI 180 S/4 ($P_{u\,real} = 9\,700$ W), cu 230 W. De asemenea, motorul ASI 180 S/6 are puterea utilă reală ($P_{u\,real} = 9\,580$ W), mai mică decît a motorului AFI 180 M/6 ($P_{u\,real} = 9\,680$ W), cu 100 W.

Pentru a avea un criteriu obiectiv de apreciere a preciziei de măsurare a puterii utile reale s-a repetat încercarea, de cinci ori, în aceleași condiții, pe două tipuri de motoare, menținînd aceeași putere absorbită (determinată anterior prin metoda pierderilor separate). Puterea absorbită s-a măsurat prin metoda celor două wattmetre, iar instrumentele utilizate au fost de clasă 0,5. Rezultatele încercării sînt arătate în tabela 2.

Se observă că eroarea probabilă, raportată la puterea utilă reală, reprezintă un procent foarte mic (sub 0,1%), ceea ce dovedește că măsurările s-au efectuat cu multă atenție, respectîndu-se, în felul acesta, condiția impusă de Odok [10], pentru ca rezultatele obținute prin aplicarea metodei puterilor absorbită și utilizată, la determinarea pierderilor suplimentare în sarcină, să fie concludente.

În tabela 3 sînt trecute valorile cu ajutorul cărora s-au determinat pierderile suplimentare în sarcină, pe baza ecuației (2), cum și rezultatele obținute la nouă tipuri de motoare asincrone trifazate. Primele șapte sînt cu rotorul în colivie, iar celelalte două, cu rotorul bobinat și inele colectoare.

Din ultima coloană a tabelei 3 rezultă că ordinul de mărime al pierderilor suplimentare în sarcină variază, chiar la motoarele cu colivie, într-o gamă foarte largă (de la 3,75 % la 7,15% din puterea absorbită), fapt remarcat și de alți autori [6].

Pentru a lămuri această situație necorespunzătoare s-a trecut la determinarea experimentală a valorii rezistenței transversale dintre

Tabela 2

Tipul motorului	Puterea nominală/turația sincronă, kW/rot/min	Puterea absorbită, W	Momentul nominal, N m	Alunecarea, %	Turația, rot/min	Puterea utilă reală, W	Puterea utilă medie, W	Eroarea absolută ΔP_u, W	Eroarea absolută ΔP_u^2, %	Eroarea probabilă Δp, W	Eroarea probabilă Δp, %
ASI 160 S/2	10/3 000	11 560	3,24×9,81	3,33	2 900	9 650	9 648	2	4		
	10/3 000	11 560	3,24×9,81	3,33	2 900	9 650		2	4		
	10/3 000	11 560	3,24×9,81	3,28	2 902	9 660		12	144	3	0,03
	10/3 000	11 560	3,24×9,81	3,39	2 898	9 640		8	64		
	10/3 000	11 560	3,23×9,81	3,23	2 903	9 640		8	64		
ASI 160 M/4	13/1 500	14 680	8,5 ×9,81	3,57	1 446	12 630	12 628	2	4		
	13/1 500	14 680	8,5 ×9,81	3,60	1 446	12 630		2	4		
	13/1 500	14 680	8,5 ×9,81	3,51	1 447	12 640		12	144	3	0,025
	13/1 500	14 680	8,49×9,81	3,57	1 446	12 620		8	64		
	13/1 500	14 680	8,49×9,81	3,57	1 446	12 620		8	64		

Calculînd eroarea probabilă, Δp, cu ajutorul relației cunoscute :

$$\Delta p = \pm \frac{2}{3} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta P_{ui}^2}{n(n-1)}} \qquad (10)$$

unde :

$\Delta P_{u,i}$ este eroarea absolută a puterii utile, comisă la una din determinări ;

n — numărul determinărilor,

se obțin valorile trecute tot în tabela 2.

bare și tole, r_q, cu ajutorul relației (8). În acest scop s-a realizat schema de montaj în curent continuu din figura 3.

În cazul motorului ASI 160 S/6 de 5,5 kW cu 1 000 rot/min s-a obținut valoarea produsului $r_q \cdot l_{fier}$ de 2 m Ω·cm, adică mai mare decît limita inferioară de $r_{q1} \cdot l_{fier} = 0{,}5$ mΩ·cm, indicată de literatură [9], [23] pentru motoare cu colivie de aluminiu turnat, cu crestături deschise sau semiînchise. Aceasta înseamnă că pierderile suplimentare în fier, produse prin

efectul termic al curenților transversali, se situează, în cazul motorului ASI 160 S/6, în regiunea maximului curbei din figura 2. Rezultă că în această situație a avut loc o izolare necorespunzătoare a tolelor rotorice și, implicit, a conturului crestăturii rotorice, cu silicat de sodiu [14], fapt care a dus la o ușoară creștere a rezistenței de contact dintre bare și tole, față de cazul cînd tolele nu se izolează de loc, provocînd pierderi suplimentare mari, mai degrabă decît o reducere a acestora, cum era de așteptat.

În cazul motorului ASI 160 S/2 s-a obținut valoarea produsului $r_q \cdot l_{fier}$ de 10 mΩ·cm, adică mai mare decît limita critică superioară de $l_{fier} \cdot r_{q2} = 5$ m Ω·cm, indicată în literatură. Ținînd seamă de alura curbei din figura 2 rezultă că, de data aceasta, izolarea cu silicat de sodiu a avut loc corespunzător și a determinat o creștere a rezistenței transversale, astfel încît a dus la micșorarea pierderilor suplimentare în mod simțitor. De altfel, se observă că la acest motor procentul de 3,75 din puterea absorbită este foarte apropiat de cel de 3,44, care reprezintă pierderile suplimentare în sarcină la motorul AFI 180 M/6, unde nu există curenți transversali, deoarece rotorul motorului AFI este bobinat cu sîrmă izolată cu email.

Din cele arătate rezultă clar că explicația pierderilor suplimentare mari, la unele tipuri de motoare cu rotorul în colivie, cum și variația acestor pierderi de la un tip de motor la altul constă în faptul că rezistența transversală, r_q, se situează între valorile critice extreme, r_{q1} și r_{q2} (fig. 2).

Întrucît valoarea mare a pierderilor suplimentare determină, așa cum s-a arătat, înrăutățirea caracteristicilor mașinilor de inducție, cauzînd greutăți deosebite sectorului de producție, acesta neputîndu-și valorifica o muncă depusă, autorul a procedat la reducerea pierderilor suplimentare prin mărirea întrefierului cu 0,05 mm, micșorînd diametrul rotorului cu 0,1 mm în cazul motoarelor ASI 160 S/4, ASI 160 M/2, ASI 160 M/6 și ASI 180 S/6, iar la motorul ASI 160 S/6 întrefierul s-a mărit cu 0,075 mm. Rezultatele obținute sînt trecute în tabela 4.

Din ultima coloană a acestei tabele reiese că procentul ce reprezintă pierderile suplimentare nu depășește cifra 4 decît la motorul ASI 160 S/6, care avusese, înainte de mărirea întrefierului 7,15% P_a, pierderi suplimentare.

Pe tipuri de motoare, reducerea procentuală a pierderilor suplimentare, față de valoarea lor inițială, se prezintă astfel:

ASI 160 S/6	37%;
ASI 160 S/4	29,3%;
ASI 160 M/6	26,3%;
ASI 160 M/2	20,2%;
ASI 180 S/6	20,8%.

Aceste valori sînt comparabile cu cea de 33%, obținută de Voskresenski și Kuznețov [24] prin mărirea rezistenței transversale, la

Tabela 3

Tipul motorului	Puterea nominală/turația sincronă, kW/rot/min	Puterea absorbită P_a, W	Puterea utilă P_u, W	Suma pierderilor, $\Sigma P = P_a - P_u$, W	Pierderile în cuprul statorului la curent nominal, $P_{Cu\,1}$, W	Pierderile în cuprul rotorului la curent nominal $P_{Cu\,2}$, W	Pierderile nominale în fier P_{Fe}, W	Pierderile prin frecări P_f, W	Pierderile suplimentare în sarcină	
									P_s, W	$p_s = \frac{P_s}{P_a} 100\%$
ASI 160 S/6	5,5/1 000	6 440	5 070	1 370	352	165	349	44	460	7,15
ASI 160 M/6	7,5/1 000	8 820	7 120	1 700	480	253	481	30	456	5,18
ASI 160 S/4	10/1 500	11 480	9 470	2 010	503	547	244	130	586	5,11
ASI 160 S/2	10/3 000	11 560	9 650	1 910	408	350	240	480	432	3,75
ASI 160 M/4	13/1 500	14 680	12 630	2 050	503	491	422	100	534	3,64
ASI 160 M/2	13/3 000	14 580	12 370	2 210	372	326	394	420	698	4,80
ASI 180 S/6	10/1 000	11 200	9 580	1 620	476	304	260	100	480	4,28
AFI 180 M/6	10/1 000	11 280	9 680	1 600	496	288	324	105	388	3,44
AFI 180 S/4	10/1 500	11 200	9 700	1 500	360	331	263	197	349	3,11

Tabela 4

Tipul motorului	Puterea nominală/turația sincronă, kW/rot/min	Puterea absorbită P_a, W	Puterea utilă P_u, W	Suma pierderilor $\Sigma P = P_a - P_u$, W	Pierderile în cuprul statorului la curentul nominal $P_{Cu\,1}$, W	Pierderile în cuprul rotorului la curentul nominal $P_{Cu\,2}$, W	Pierderile nominale în fier P_{Fe}, W	Pierderile prin frecare P_f, W	Pierderile suplimentare în sarcină	
									P_s, W	$p_s = \frac{P_s}{P_a} 100\%$
ASI 160 S/6	5 5/1 000	6 440	5 240	1 200	357	164	349	40	290	4,50
ASI 160 M/6	7,5/1 000	8 820	7 240	1 580	485	250	475	34	336	3,80
ASI 160 S/4	10/1 500	11 480	9 640	1 840	516	545	230	135	414	3,61
ASI 160 M/2	13/3 000	14 580	12 510	2 070	385	324	384	420	557	3,82
ASI 180 S/6	10/1 000	11 200	9 680	1 520	490	300	250	100	380	3,39

Tabela 5

Tipul motorului	Puterea nominală, kW	Turația sincronă, rot/min	Numărul seriei	Randamentul, %				Factorul de putere		
				înainte	după	creșterea	valoare impusă	înainte	după	valoare impusă
ASI 200 M/4	30	1 500	1837—60	91,30	91,88	0,58	90	0,903	0,902	0,880
ASI 200 S/4	22	1 500	6002—28	90,30	91,15	0,85	89,5	0,900	0,885	0,875
ASI 200 S/6	17	1 000	6056—17	89,55	89,72	0,17	88,5	0,854	0,832	0,830
MIR 7—4	20	1 500	1550—54	89,40	89,50	0,10	85,5	0,872	0,863	0,855
TIF 7—4	28	1 500	178.993	89,60	90,02	0,42	85,5	0,880	0,866	0,860
TID 6—4	14	1 500	1533—270	88,60	89,35	0,75	88 minim	0,894	0,893	0,890
TIS 7—4	28	1 500	1585—131	89,20	90,70	1,50	89	0,877	0,863	0,875
TIS 7—2	28	3 000	1685—33	89,80	90,75	0,95	88	0,938	0,938	0,895
TIS 7—2	28	3 000	1685—41	90,25	90,60	0,35	88	0,935	0,934	0,895
ASI 160 S/6	5,5	1 000	251.605	78,80	81,35	2,55	84 ; 81,6 minim	0,786	0,780	0,755 minim
ASI 160 M/6	7,5	1 000	263.901	80,60	82,10	1,50	85,5 ; 83,32 minim	0,774	0,768	0,767 minim
ASI 160 S/4	10	1 500	255.960	82,60	84,10	1,50	87,5 ; 85,625 minim	0,855	0,846	0,837 minim
ASI 160 M/2	13	3 000	254.820	84,80	85,90	1,10	88 ; 86,2 minim	0,875	0,871	0,870 minim
ASI 180 S/6	10	1 000	257.702	85,50	86,50	1,00	86,5 ; 84,475 minim	0,797	0,891	0,779 minim

motoarele cu colivii turnate, inițial complet neizolate.

b. *Schimbarea randamentului și a factorului de putere în urma restrunjirii rotorului.* După cum s-a mai arătat [13], [14], [15], [18], restrunjirea rotorului are ca efect reducerea pierderilor suplimentare atît în gol, cît și în sarcină. Acest fenomen duce la îmbunătățirea randamentului nominal cu 1—2,55%, așa cum rezultă din tabela 5.

Este de remarcat că, deoarece generatorul dinamometric nu a permis măsurarea directă a puterii utile a motoarelor peste 13 kW, randamentul primelor nouă motoare din tabela 5 s-a calculat cu ajutorul metodei pierderilor separate, iar cel al ultimelor cinci motoare s-a determinat experimental, prin metoda directă. Ca urmare, creșterea randamentului primelor nouă motoare apare numai pe seama reducerii pierderilor suplimentare în gol și de aceea îmbunătățirea reală a randamentului acestor motoare este superioară celei care rezultă din tabela 5.

În ceea ce privește valorile factorului de putere, din tabelă se constată ușor că acestea nu au scăzut, prin restrunjire, sub cele minim admise, la nici un tip de motor. Totuși, trebuie reținut că metoda reducerii pierderilor suplimentare în fier, prin restrunjirea rotorului, se poate aplica numai motoarelor care au rezervă la factorul de putere, lucru ce se constată chiar la standul de control final, în funcție de valoarea curentului de mers în gol și a celui de scurtcircuit.

De asemenea, se precizează că metoda reducerii pierderilor suplimentare în fier, prin mărirea întrefierului, se poate utiliza chiar la proiectare, în care caz trebuie avute în vedere: expresia (7) și relația dintre factorul de putere și întrefier [1], pentru a alege întrefierul optim.

Se cuvine a menționa aici că în cadrul Întreprinderii „Electromotor" Timișoara s-au aplicat cu succes și alte metode pentru îmbunătățirea randamentului motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în colivie [14], [31]. Aceste metode se bazează pe faptul menționat mai sus (capitolul al doilea) că, dacă valoarea rezistenței transversale r_q este mare, pierderile suplimentare în traiectul transversal sînt invers proporționale cu rezistența acestuia.

Mărirea rezistenței transversale s-a realizat prin două procedee tehnologice [14]:

— izolarea tolelor rotorice cu silicat de sodiu;

— tratamentul termic al rotoarelor turnate sub presiune.

Măsurările efectuate de autor [31] au dovedit că în urma aplicării acestor procedee tehnologice s-a obținut o creștere a rezistenței transversale de 8—10 ori față de cazul neizolării tolelor rotorice, ceea ce situează valoarea lui r_q mult peste limita superioară critică, r_{q2}.

În felul acesta s-a obținut o reducere simțitoare a pierderilor suplimentare în sarcină, respectiv o creștere a randamentului motoarelor cu 1—2%.

4. Concluzii

a. În motoarele cu colivie, avînd barele înclinate, se dezvoltă pierderi suplimentare în sarcină al căror ordin de mărime se situează între 3,5 și 7% din puterea absorbită. Aceste pierderi au loc, în bună parte, în rotor și se datoresc atît curenților transversali, cît și curenților turbionari din dinți, datoriți variației în timp a cîmpului magnetic ale cărui linii înlănțuie conductorii din crestături, parcurși de curent.

b. Faptul că apar pierderi suplimentare în fier și în cazul motoarelor care au rotorul bobinat cu conductori emailați dovedește că existența acestor pierderi este inevitabilă funcționării mașinii asincrone. Prin urmare, producerea forței care trebuie să acționeze asupra rotorului mașinii asincrone pentru a-l antrena a dus, concomitent cu ecranarea forțată a conductorilor în crestături, la fenomenul apariției pierderilor suplimentare în fier, produse de curenții turbionari din dinți.

c. Valoarea mare a pierderilor suplimentare în sarcină, în cazul motoarelor cu colivii neizolate sau izolate necorespunzător, a dus la reducerea puterii utile și la scăderea randamentului, determinat prin metoda directă, sub valoarea minimă admisă de standarde.

d. Aplicînd metoda originală, de mărire a întrefierului prin restrunjire, autorul a reușit să reducă pierderile suplimentare în fier, respectiv să îmbunătățească randamentul motoarelor asincrone trifazate cu 1—2,5%. În urma aplicării acestui procedeu, valorile factorului de putere și ale curentului de pornire au rămas în limitele admise de standarde.

e. Metoda măririi întrefierului poate fi aplicată chiar la proiectare, în care caz trebuie determinat întrefierul optim, pentru asigurarea factorului de putere prevăzut de standarde, la valoarea minimă a pierderilor suplimentare în sarcină.

f. Explicația pierderilor suplimentare mari, la unele tipuri de motoare cu rotorul în colivie, cum și variația acestor pierderi de la un tip de motor la altul, constă în faptul că rezistența transversală r_q se situează între valorile critice extreme r_{q1} și r_{q2} (fig. 2).

g. Atît metoda de reducere a pierderilor suplimentare în fier prin mărirea lărgimii întrefierului, cît și procedeele utilizate pentru creșterea rezistenței transversale, descrise în lucrări anterioare [14], [31], sînt simple și pot fi introduse cu ușurință în producția de serie de toate întreprinderile cu profil similar. Rezultatele obținute la Întreprinderea „Electromotor" Timișoara subliniază eficiența tehnico-economică a soluțiilor propuse, care sînt în concordanță cu numeroase lucrări recente, apărute în literatura de specialitate.

Notații principale

P_a — puterea absorbită de la rețea, în watt care se măsoară prin metoda celor două wattmetre;
P_u — puterea utilă sau furnizată, care se determină prin măsurarea momentului cuplului, M^{Nm} și a turației n rot/min;
m — numărul fazelor;
I_1 — curentul pe fază;
R_1 — rezistența fazei statorului, măsurată în curent continuu;
$\dot{Z}_l = R_l + jX_l$ — impedanța totală raportată la rotor, pe unitatea de lungime a barei (în complex);
$\dot{Z}_q = R_q + JX_q$ — impedanța dintre două bare vecine, pe unitatea de lungime (în complex);
δ_e — unghiul electric dintre două bare vecine;
a_ν — un coeficient dependent de dimensiunile geometrice ale coliviei rotorice, corespunzător armonicii ν;
$E_{l\nu}$ — tensiunea electromotoare indusă în unitatea de lungime a barei rotorului de către armonica ν a cîmpului magnetic statoric;
Z_2 — numărul de bare ale coliviei rotorului;
$R_e[\ ]$ — partea reală din paranteză [ ];
l — lungimea barei rotorului.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. IV. București, Ed. tehnică, 1960.
[2] *Nürnberg, W.* Die Prüfung Elektrischer Maschinen. Berlin-Götingen-Nürnberg, Ed. Springer, 1959.
[3] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale mașinilor electrice. București, Ed. tehnică, 1961.
[4] *Dreyfus, L.* Die zusatzlichen Eisenverluste in Drehstromasynchronmotoren. In: E.u.M. 45, 1927, p. 737.
[5] *Barton, T. H.* și *Ahmad, V.* The Measurement of Induction Motor Stray Loss and Its Effect on Performance. In: PIEE part. C, nr. 105, 1958, p. 69.
[6] *Rossmaier, V.* Berechnung der durch unisolierte Käfige hervorgerufenen Zusatzverluste bei Asynchronmaschinen. In: E.u.M., 1939, p. 249.
[7] *Odok, A.* Zusatzverluste und Zusatzmomente in Kurzschlussankermotoren mit unisolierten Stäben. Zürich, 1955.
[8] *Odok, A.* Stray Load Losses and Torques in Induction Machines. In: PAS, nr. 35, 1958, p. 43.
[9] *Nedelcu, V. N.* Pierderi suplimentare în sarcină în mașinile asincrone. In: Electrotehnica 9, nr. 12, 1961, p. 423.
[10] *Alger, P. L., Angst, G.* și *Davies, F. J.* Stray Load Losses in Induction Machines. În: PAS, nr. 42, 1959, p. 349.
[11] *Kaazik, P. I.* Dobavocinie poteri v asinkronnih mașinah pri nagruzke. În: Trudi L.P.I. nr. 209, 1960, p. 281.
[12] * * * AIEE Comittee Report: Stray Load Loss Measurement in Induction Machines. În: PAS, nr. 41, 1959, p. 67—71.
[13] *Babuția, I.* și *Talu, Gh.* Cercetări experimentale în legătură cu pierderile suplimentare în mașinile asincrone. În: Bul. șt. și tehn. I.P.T. 7, nr. 21, 1962, p. 207.

[14] *Popovici, Al., Tatu, Gh., Nicoară, P., Babuția, I.* și *Crăciunescu, V.* Cu privire la reducerea pierderilor suplimentare în gol la motoarele asincrone. În : Electrotehnica **12**, nr. 5, 1964, p. 166.
[15] *Babuția, I.* Asupra pierderilor suplimentare în fier la mașinile de inducție. Comunicare la sesiunea științifică a Inst. politehnic Iași, 5 — 7 februarie 1965 (sub tipar).
[16] *Babuția, I.* Metodă pentru determinarea experimentală a pierderilor suplimentare în sarcină, la mașinile de inducție. În : Dosar inovații Electromotor-Timișoara, nr. 5563, 8 aprilie 1965, cu certificatul de inovator nr. 20, 1965.
[17] *Babuția, I.* Metodă pentru reducerea pierderilor suplimentare în fier prin restrunjirea rotoarelor, la motoarele asincrone trifazate cu rotorul în colivie. În : Dosar inovații Electromotor-Timișoara, nr. 5562, 8 aprilie 1965, cu certificatul de inovator nr. 19, 1965.
[18] *Babuția, I.* și *Tatu, Gh.* Noi cercetări experimentale în legătură cu pierderile suplimentare în mașinile asincrone. În : Bul. șt. și tehn. IPT, volum special, 1964, p. 197—202.
[19] * * * STAS 1893—50.
[20] *Drăgănescu, O., Galbenu, Gh., Stamate, S.* și *Cimpeanu, A.* Cercetări experimentale asupra caracteristicii de pornire a mașinilor electrice rotative, sincrone și asincrone. În : Electrotehnica **12**, nr. 8, 1964, p. 289.
[21] *Heller, B.* și *Hamata, V.* Pridavna pole sily a ztráty v asynchronnim stroji. Praga, Editura Acad. Cehoslovace de Științe, 1961.
[22] *Danielevici, I. B.* și *Kașarskii, E. G.* Dobavocinîie poteri v elektriceskih mașin. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.
[23] *Nicolaide, A.* Pierderi suplimentare în rotoarele cu colivie ale mașinilor asincrone și sincrone. În : Electrotehnica **12**, nr. 10, 1964, p. 361.
[24] *Voskresenski, A. P.* și *Kuznețov, B. I.* Ob ulucisenii harakteristik korotkozamknutih asinkronnih dvigatelei s litei aliuminievoi Kletkoi rotora. În : Elektrotehnika, nr. 5, 1954, p. 6.
[25] *Andronescu, Pl.* Curs de electricitate și electrotehnică, partea a II-a și diferite prelegeri. Editura Institutului politehnic Timișoara, 1953 (litografiat).
[26] *Andronescu, Pl.* Über den Verlauf des Drehmomentes bei asynchronen Drehfeldmotoren mit Käfiganker. În : Arch. Elektroteh., 1923, p. 453—485.
[27] *Kostenko, M. P.* și *Piotrovski, L. M.* Elektriceskie mașini (ciasti vtoraia). Moscova, Leningrad, Gos. energ. izdat., 1958, p. 432—433.
[28] *Jordan, H.* și *Taegen, F.* Über den Einfluss der Isolation des Läuferkäfigs auf die Drehmomente von Drehstrom-Asynchronmotoren. În : AEG. nr. 1 și 2 1962, p. 42.
[29] *Chalmers, B. J.* și *Williamson, A. C.* Stray Losses in Squirrelcage Induction Motors. Validity of the Reverserotation Test Method. În : Proc. IEE **110**, nr. 10. 1963, p. 1773.
[30] *Ostrov, I. L.* Spesob umenișenia dobavocinîh poteri asinchronnîh elektrodvigatelei. În : Vestnik elektropromîșlennosti, nr. 10, 1957.
[31] *Babuția, I.* Contribuții la studiul și reducerea pierderilor suplimentare în fier din mașinile asincrone trifazate. Teză de doctorat, 1965, Institutul politehnic Timișoara.

Intrat în redacție la 25.XII.1965

Introducerea posturilor de transformare prefabricate în industrie—Considerații tehnico-economice

Arcadie Sîrbu* — București

CZ 621.314.262.002/3 : 621.312

I. Generalități

Introducerea posturilor de transformare prefabricate în industrie a cunoscut în ultimii 20 de ani o creștere impetuoasă în toate țările industriale din lume.

În principiu, un post de transformare prefabricat se compune din celule metalice, echipate special cu aparate electrice și transformatoare de forță, conform schemei electrice dorite. După modul de construcție și echipare a postului, acestea diferă după firma producătoare, dar în general deosebirile sînt minore. Gama de tensiuni nominale a posturilor de transformare prefabricate, utilizate în industrie, este cuprinsă, practic, între 6 și 30 kV.

Datorită multiplelor avantaje tehnico-economice pe care le prezintă posturile de transformare prefabricate, există posibilități reale pentru introducerea lor și în echipamentul energetic al întreprinderilor industriale din țara noastră.

În prima etapă trebuie să se utilizeze posturi de transformare prefabricate în industria prelucrătoare, metalurgică, siderurgie etc. (în hale industriale care se încadrează din punct de vedere al N.P.C.I. în categoria D. și E. pericol de incendiu). Această soluție a fost studiată în principiu, la noi, totuși subliniem marea importanță care trebuie să i se acorde. Pentru echiparea acestor posturi este suficient a se folosi celule tip interior (U.E.P.C.), respectiv transformatoare de forță din seria curentă de fabricație, la noi în țară.

În a doua etapă, în vederea extinderii domeniului de utilizare în toate ramurile industriale, se propune asimilarea unui transformator de forță, cu izolant lichid, de tipul hidrocarburilor aromatice (clofen, pyralène etc.). După cum se va arăta în cele ce urmează, avantaje tehnico-economice mici în aparență pot genera substanțiale economii pe ansamblul economiei naționale.

Pentru evidențierea acestor avantaje economice vom analiza două moduri de alimentare cu energie electrică a unei întreprinderi industriale în plină dezvoltare :

— Primul mod de alimentare va fi prin intermediul unui post de transformare prefabricat amplasat în centrul de greutate al consumatorilor de energie, ca în figura 1.

* *Arcadie Sîrbu* este inginer principal la U.C.R.-București.

— Al doilea mod de alimentare va fi prin intermediul unui post de transformare zidit, amplasat în afara halei industriale, ca în figura 2.

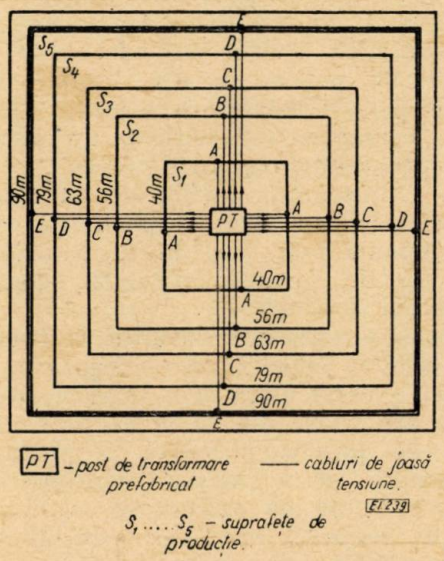


Fig. 1. Alimentarea uzinei dintr-un post de transformare (tip interior) prefabricat, varianta A.

Acest mod de alimentare este încă foarte răspîndit în țara noastră.

Se va calcula investiția specifică, lei/kVA, pe elemente componente ale posturilor de transformare studiate, făcîndu-se apoi aprecieri economice și compararea indicilor economici specifici, lei/kVA.

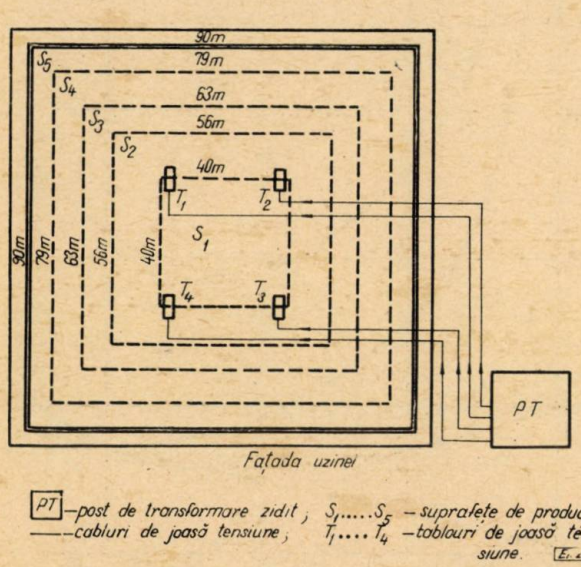


Fig. 2. Alimentarea uzinei dintr-un P.T. zidit, varianta B.

Indicii economici lei/kVA sînt funcție de puterea instalată, în kVA, a postului de transformare. Pentru acest studiu se fac următoarele precizări, referitor la datele de calcul, care rămîn identice în ambele cazuri de alimentare cu energie electrică :

— gama de puteri	160—800 kVA;
— înaltă tensiune	10 000 V;
— joasă tensiune	380 V;
— densitatea de putere	100 VA/m²

(presupusă uniform repartizată pe întreaga suprafață de producție).

II. Moduri de alimentare cu energie electrică a unei întreprinderi industriale

Problema introducerii posturilor de transformare prefabricate în industrie este strîns legată de modurile de distribuție a energiei electrice într-o întreprindere industrială.

Se cunosc două moduri de distribuție a energiei electrice :

— distribuție centralizată, ca în figura 3;
— distribuție repartizată, ca în figura 4.

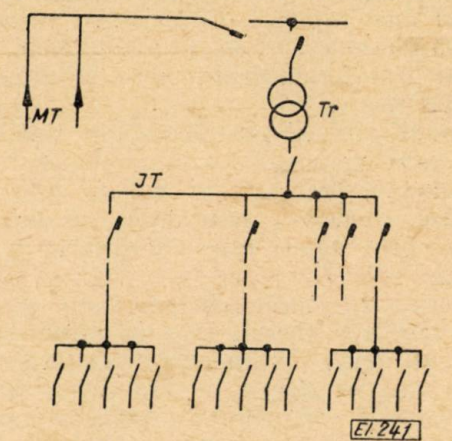


Fig. 3. Distribuție centralizată.

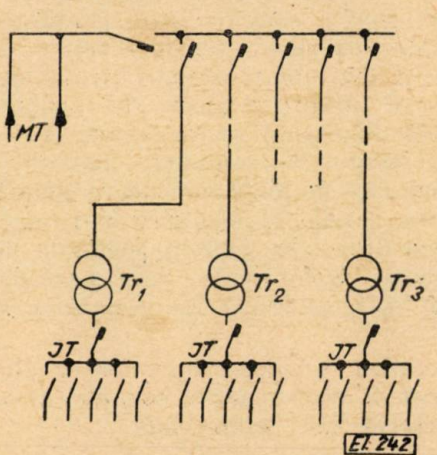


Fig. 4. Distribuție repartizată.

Fără a intra în detalii, este ușor a ne da seama de avantajele pe care le prezintă soluția distribuției repartizate pe atelierele principale ale uzinei. Aceste avantaje sînt :

— lungimea cablurilor de joasă tensiune este mult redusă. Acest lucru prezintă un mare

avantaj economic, iar avantajul tehnic este departe de a fi neglijat, în ce privește diminuarea căderilor de tensiune cu urmări negative pentru motoarele asincrone, cuptoarele cu rezistență, instalațiile electronice etc.;

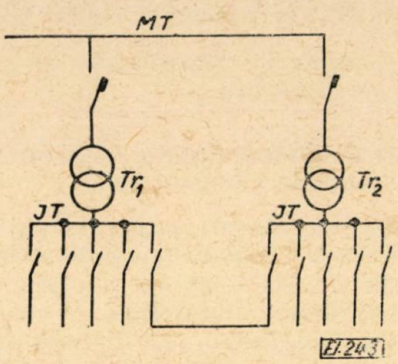


Fig. 5. Distribuție repartizată, cu buclaj pe joasă tensiune.

— echipamentul de joasă tensiune este utilizat în mod rațional. Curenții de scurtcircuit de joasă tensiune sînt cu atît mai mari, cu cît puterea transformatorului care îi alimentează este mai mare;

— modificările și extinderile sînt mai simple; în caz de reorganizare a atelierului, posturile de transformare prefabricate pot fi ușor deplasate. De asemenea, extinderile se fac foarte simplu, prin adiția unei noi unități de transformare.

Buclajul de joasă tensiune este posibil la distribuția repartizată, ceea ce permite asigurarea continuității alimentării cu energie a atelierelor, ca în figura 5. Utilizarea pe scară industrială a posturilor de transformare prefabricate presupune unele modificări ale aparatajului electric existent și asimilări de noi produse. Astfel, este necesară asimilarea unui întreruptor de medie tensiune, cu o gamă de curenți și tensiuni mai mari, transformatoare de măsură turnate în rășini de turnare pentru reducerea dimensiunilor de gabarit și siguranță în funcționare. De asemenea, asimilarea unui transformator de forță cu izolant neinflamabil. Tipizarea schemelor electrice și tipurilor constructive de celule, pentru posturile de transformatoare prefabricate, face posibilă extinderea folosirii pe scară industrială a acestora.

III. Analiza tehnico-economică a investiției unui post de transformare prefabricat amplasat în interiorul halei industriale

Valoarea investiției postului de transformare se poate repartiza pe următoarele elemente componente:

— transformator de forță;
— echipament de medie tensiune;
— cablaj de joasă tensiune.

Pentru aceste elemente se studiază în tabela 1 evoluția valorică a indicilor economici specifici (lei/kVA) în funcție de creșterea puterii instalate (kVA) a postului de transformare, o dată cu extinderea suprafeței de producție. Extinderea suprafeței de producție de la S_1 la S_5 ca în figura 1, s-a ales în mod arbitrar. Astfel, prin înmulțirea acestor suprafețe (m^2) cu o densitate de putere de 100 VA/m^2, rezultă creșterea puterii instalate a postului de transformare, corespunzător scării de puteri normalizate a transformatoarelor de forță.

Dacă reprezentăm grafic, ca în figura 6, evoluția indicilor economici specifici ai elementelor componente ale postului de transformare, în funcție de puterea instalată, constatăm următoarele aspecte:

— Curba *1* reprezintă variația indicelui economic specific (lei/kVA) al cablajului de joasă tensiune, a cărei alură este practic rectilinie. Indicele are valori din ce în ce mai mari, pe măsură ce puterea instalată a postului de transformare crește. Această creștere a indicelui este legată de extinderea suprafeței de producție, respectiv creșterea secțiunii și lungimii cablajului de joasă tensiune.

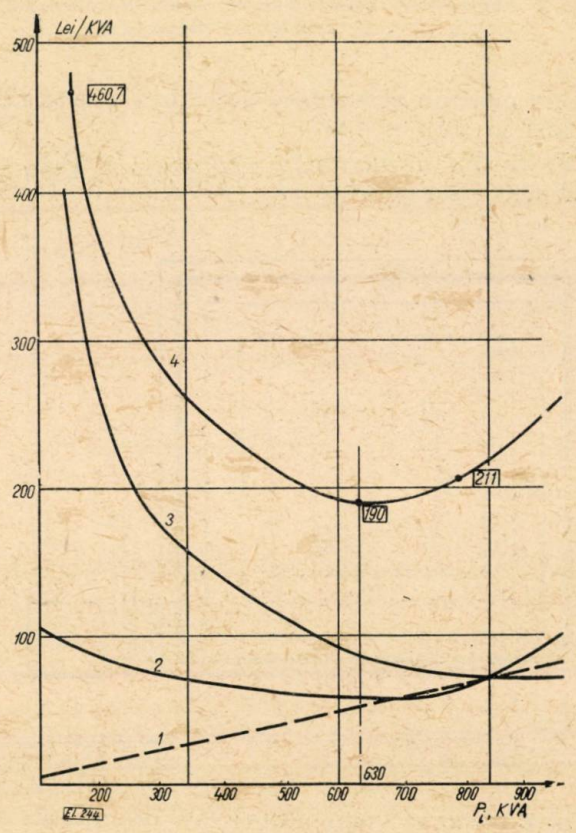


Fig. 6. Varianta A:
curba 1 — variația indicelui economic, lei/kVA, a cablajului de J.T.;
curba 2 — variația indicelui economic, lei/kVA, al transformatorului de forță;
curba 3 — variația indicelui economic, lei/kVA, al echipamentului de M.T;
curba 4 — variația indicelui economic, lei/kVA, al investiției totale, funcție de puterea instalată în kVA a P.T. (tip interior) prefabricat.

— Curba *2* reprezintă variația indicelui economic specific (lei/kVA) al transformatorului de forță, ea prezentînd un minim în jurul puterii de 600 kVA. Explicația variației acestui

indice constă în faptul că, la puteri nominale sub 600 kVA, utilizarea materialelor se face în mod neeconomic. La puteri nominale mai mari de 600 kVA, influența valorii bobinajului secundar de mare intensitate, care este mai dificil de confecționat, face să crească indicele economic specific (lei/kVA) al transformatorului de forță.

— Curba *3* reprezintă variația indicelui economic specific (lei/kVA) al echipamentului de medie tensiune, în funcție de puterea instalată în kVA, a postului de transformare prefabricat. Curba are alura unei hiperbole echilaterale, prezentînd o porțiune aproximativ constantă în domeniul puterilor instalate mai mari de 600 kVA. Variația acestui indice demonstrează că la puteri instalate sub 600 kVA, echipamentul de medie tensiune este utilizat în mod neeconomic.

— Curba *4* este rezultanta primelor trei curbe și reprezintă variația indicelui economic specific (lei/kVA) al investiției totale, a postului de transformare prefabricat, în funcție de puterea instalată în kVA.

Variația indicelui prezintă un minim de 190 lei/kVA, în jurul puterii instalate de 630 kVA, după această valoare a abscisei curba crește din nou datorită influenței indicelui economic specific, al cablajului de joasă tensiune.

Analizînd din punctul de vedere al rentabilității investiției respective rezultă că pentru o intensitate de putere dată de 100 VA/m², investiția este mai rentabilă pentru o suprafață de producție de 6 300 m², respectiv pentru o putere instalată a postului de transformare de 630 kVA, în condițiile impuse inițial.

Pentru densități de puteri inferioare celei de 100 VA/m², minimul curbei *4* se deplasează spre stînga, aceasta datorită influenței lungimii și secțiunii cablajului de joasă tensiune. Densitatea de putere în uzinele de importanță medie variază practic între 5 și 100 VA/m².

IV. Analiza tehnico-economică a investiției unui post de transformare zidit amplasat în exteriorul halei industriale

Vom evidenția separat valoarea elementelor componente ale postului de transformare zidit, și anume: a transformatorului de putere, a echipamentului de medie tensiune și a cablajului de joasă tensiune. Valoarea acestor elemente de investiție, raportate la puterea instalată a postului de transformare, duce la indicii economici specifici (lei/kVA) ca în tabela 2. Acești indici, în comparație cu cei din cazul precedent, prezintă în general valori superioare la aceeași putere instalată datorită construcției postului și amplasării lui în exteriorul halei industriale. Cu ajutorul acestor indici economici vom trasa graficul din figura 7.

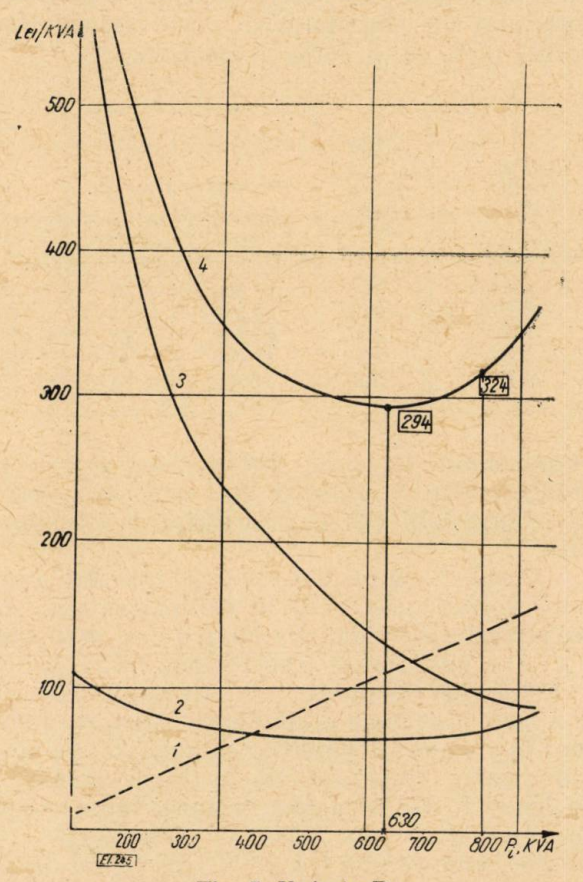


Fig. 7. Varianta B:
curba *1* — variația indicelui economic, lei/kVA, al cablajului de J. T;
curba *2* — variația indicelui economic, lei/kVA, al transformatorului de forță;
curba *3* — variația indicelui economic, lei/kVA, al echipamentului de M.T;
curba *4* — variația indicelui economic, lei/kVA, al investiției totale, funcție de puterea instalată în kVA a P.T. zidit.

Tabela 1

Suprafața de producție, m²	Puterea instalată a postului de transformare, kVA	Costuri investiții, lei și indici economici, lei/kVA							
		Transformator de forță		Echipament de medie tensiune		Cablaj de joasă tensiune		Total	
		lei	lei/kVA	lei	lei/kVA	lei	lei/kVA	lei	lei/kVA
1 600	160	16 500	95	56 500	325	2 200	13,7	75 000	460
3 150	315	24 500	78	56 300	177	8 530	27,0	89 000	272
4 000	400	29 900	75	56 300	140	11 750	29	97 900	244
6 300	630	37 700	60	58 700	89	26 000	41	122 400	190
8 100	800	51 700	65	58 700	70	61 000	76	171 400	211

— Curba *1* reprezintă variaţia indicelui economic specific (lei/kVA) al cablajului de joasă tensiune, care are o variaţie practic rectilinie.

— Curba *2* reprezintă variaţia indicelui economic specific (lei/kVA) al transformatorului de putere în funcţie de puterea instalată în kVA, a postului de transformare, care practic are aceeaşi alură ca şi curba *1* din figura 6.

Construind un grafic comparativ ca în figura 8 cu ajutorul curbelor *4* din figurile 6 şi 7 vom obţine economiile specifice relative (lei/kVA) prin diferenţa ordonatelor. După cum reiese din acest grafic, indicii economici specifici ai postului de transformare zidit sînt mult superiori celor ai postului de transformare prefabricat, la aceeaşi putere instalată. Acest

Tabela 2

Suprafaţa de producţie, m²	Puterea instalată a postului de transformare, kVA	Costuri investiţii, lei şi indici economici, lei/kVA							
		Transformator de forţă		Echipament de medie tensiune		Cablaj de joasă tensiune		Total	
		lei	lei/kVA	lei	lei/kVA	lei	lei/kVA	lei	lei/kVA
1 600	160	14 800	92	79 900	500	3 360	21	98 060	615
3 150	315	22 200	70	80 200	255	16 100	51	118 800	380
4 000	400	27 100	68	78 600	197	24 000	60	129 700	324
6 300	630	41 000	65	94 100	149	50 000	80	185 100	294
8 100	800	54 200	68	92 450	115	112 500	140	259 150	324

Comparativ cu alura curbei *2* din figura 6, aceasta prezintă ordonate mai mari la aceeaşi putere instalată (kVA) a postului de transformare.

— Curba *3* reprezintă variaţia indicelui economic specific (lei/kVA) al echipamentului de medie tensiune, în funcţie de puterea instalată în kVA, a postului de transformare zidit. Alura acestei curbe prezintă o variaţie asemănătoare cu a unei hiperbole echilaterale. Variaţia indicelui în domeniul puterilor superioare nu mai este practic constantă ca în cazul curbei *3* din figura 6. De asemenea, valorile ordonatelor (lei/kVA) sînt superioare în comparaţie cu valorile ordonatelor curbei *3* din figura 6, la aceeaşi putere instalată a postului de transformare.

— Curba *4* este rezultanta primelor trei curbe şi reprezintă variaţia indicelui economic specific (lei/kVA) al investiţiei totale a postului de transformare zidit, în funcţie de puterea instalată în kVA a acestuia. Variaţia indicelui prezintă un minim de 294 lei/kVA în jurul puterii instalate de 630 kVA. Acest lucru se datoreşte curbelor *2* şi *3*, ale căror valori pe ordonată au crescut în comparaţie cu cele din figura 6. În cazul cînd ar fi crescut numai ordonatele curbei *2*, iar curba *3* ar fi avut aceleaşi ordonate ca în figura 6, minimul curbei *4* s-ar fi deplasat spre stînga. Acest caz ar fi fost posibil practic cînd postul de transformare exterior ar fi avut o construcţie metalică prefabricată.

V. Comparaţie între cele două variante de posturi de transformare — Consideraţii tehnico-economice

Faptul că punctele de minim, ale curbelor *4* din figurile 6 şi 7 coincid, ne va permite o analiză comparativă mai evidentă a celor două variante de posturi de transformare.

lucru se datoreşte, în special, valorii ridicate a cablajului de joasă tensiune, în cazul postului de transformare zidit amplasat în exteriorul halei industriale. Diferenţele ordonatelor celor două curbe *4Z* şi *4P* din figura 8 reprezintă, de fapt, economia specifică relativă (lei/kVA).

Această economie specifică relativă de circa 100 lei/kVA, după cum reiese din grafic, se păstrează practic constantă în domeniul puteri-

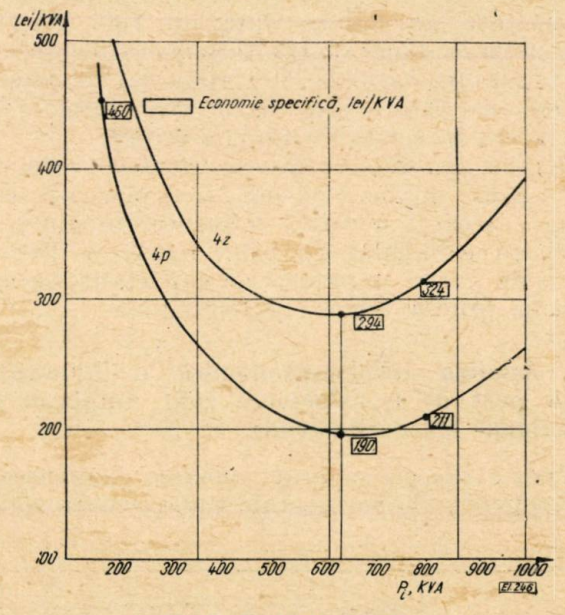


Fig. 8. Varianta A + B :
curba *4P* — variaţia indicelui economic, lei/kVA, al P.T. prefabricat; curba *4Z* — variaţia indicelui economic, lei/kVA, al P.T. zidit, funcţie de puterea instalată, kVA, a postului de transformare.

lor instalate medii ale gamei de puteri considerate.

Importanţa practică a rezultatelor obţinute prin sintetizarea în grafice a costurilor de investiţii ale celor două variante de posturi de

Tabela 3

	1967	1968	1969	1970	1971	1972	1973	1974	1975
Putere instalată în posturi de transformatoare prefabricate, kVA	428 000	478 300	520 000	547 000	577 000	607 000	637 000	667 000	692 000
Economii, lei/kVA	100	100	100	100	100	100	100	100	100
Economii anuale, milioane lei	42,8	47,83	52,0	54,7	57,7	60,7	63,7	66,7	69,2
Total economii pe 9 ani	Economii anuale (sumă) = 515.33 milioane lei								

transformare mai des utilizate în practică se poate vedea prin aceea că :

— se pot obține relativ ușor aprecieri economice asupra costului investiției pe elementele componente ale postului de transformare. Se înmulțește indicele economic specific (lei/kVA) cu puterea instalată (kVA) a postului dorit ;

— de asemenea, se pot obține aprecieri asupra ponderii în care intervin diferite elemente componente, în valoarea investiției totale. Spre exemplu, ponderea în care intervine investiția specifică (lei/kVA) în cablajul de joasă tensiune, este de 25% în cazul postului de transformare prefabricat și 35% în cazul postului de transformare zidit, comparativ cu valoarea totală a investiției.

Foarte important de reținut este faptul că investiția specifică (lei/kVA) a cablajului de joasă tensiune, în cazul postului de transformare zidit, este de două ori mai mare comparativ cu aceea a postului de transformare prefabricat, la aceeași putere instalată (kVA). Prin urmare, economia la cablajul de joasă tensiune la un post de transformare prefabricat este de 100% în comparație cu a unui post de transformare zidit. Acest fapt are o mare importanță pentru economia națională, ținînd seamă că metalul neferos, cuprul, din care este confecționat în general cablajul este deficitar și scump.

VI. Evaluarea economiilor pe următorii nouă ani prin aplicarea posturilor de transformare prefabricate în industrie

Ca bază de calcul se ia evoluția planului de posturi de transformare echivalente prefabricate la U.E.P.C. și la I.C.M.P.7 pe următorii nouă ani, cum și economia specifică de 100 lei/kVA a investiției optime. Pe baza acestor considerații, vom putea calcula economiile rezultate, din aplicarea posturilor de transformare prefabricate în industrie, ca în tabela 3.

Studiind rezultatele din această tabelă rezultă că economiile calculate sînt apreciabile, cu atît mai importante cu cît acestea constau în majoritate din cabluri de joasă tensiune. Aceste economii se pot dubla în etapa a doua propusă, și anume, prin asimilarea unui transformator de forță special construit cu lichid izolant neinflamabil.

Nu este greu de arătat că rentabilitatea asimilării acestui transformator de forță este pe deplin justificată.

VII. Concluzii

1. Neexistînd o linie unitară de proiectare în domeniul posturilor de transformare industriale, se pierd importante economii, pe ansamblul economiei naționale. Astfel, fiecare institut de proiectare al unei ramuri industriale are linia sa proprie de proiectare. Se propune crearea pe lîngă uzina constructoare de posturi de transformare prefabricate, a unei grupe de proiectare care să primească comenzile din toată țara, să lanseze documentație tehnică de execuție, livrîndu-se astfel posturi tipizate sau posturi

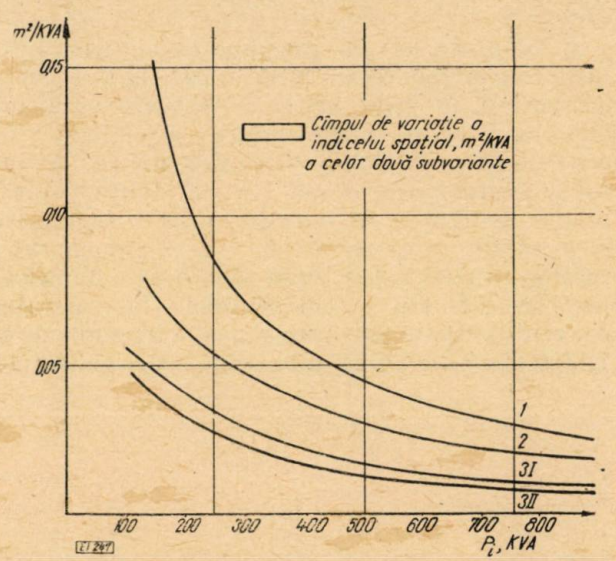


Fig. 9. Reprezentarea grafică a indicelui spațial, m²/kVA, în funcție de puterea instalată, kVA, a postului de transformare :

curba *1* – P.T. zidit cu parter ; curba *2* – P.T. zidit cu etaj ; curba *3I* – P.T. prefabricat, varianta I ; curba *3II* – P.T. prefabricat, varianta II.

prefabricate pentru comenzi speciale. Astfel, s-ar reduce mult volumul de proiectare pe ansamblu, impunîndu-se în același timp o linie

unitară şi economică în ceea ce priveşte posturile de transformare utilizate în industrie.

De altfel, unele firme străine (Delle — Franţa) au grupe de proiectanţi care primesc

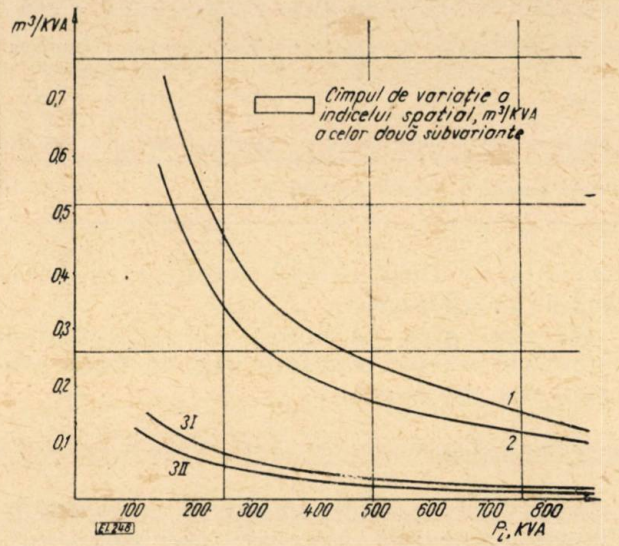


Fig. 10. Reprezentarea grafică a indicelui spaţial, m³/kVA, în funcţie de puterea instalată, kVA, a postului de transformare :

curba *1* — P.T. zidit cu parter; curba *2* — P.T. zidit cu etaj; curba *3I* — P.T. prefabricat, varianta 1; curba *3II* — P.T. prefabricat, varianta II

comenzile din exterior, le prelucrează sumar, le lansează în fabricaţie. Desigur că aceste firme nu urmăresc o tipizare pe scară naţională, ci alte scopuri de ordin economic sau de reclamă.

2. De asemenea, se propune executarea posturilor de transformare prefabricate la U.E.P.C., colaborînd în acest sens la execuţia celulelor metalice, cu o întreprindere specializată în construcţii asamblabile din tablă pliată. Avantajele tehnico-economice sînt evidente, asamblarea urmînd a se executa prin înşurubarea elementelor tipizate. Astfel va creşte considerabil productivitatea liniei tehnologice de celule prefabricate din cadrul fabricii de aparataj electric de înaltă tensiune şi medie tensiune de la U.E.P.C. Se elimină operaţiile mecano-sudură din linia tehnologică actuală, un punct generator de nocivităţi dăunătoare în general fabricaţiei de aparataj electric.

3. Datorită economiilor evidenţiate la punctul precedent, se apreciază rentabilitatea modernizării de urgenţă a celulelor prefabricate, alegîndu-se în acest sens tipurile cele mai reprezentative şi economice, utilizate în tehnica posturilor de transformare prefabricate.

4. Avantajele tehnico-economice sînt departe de a fi epuizate în cele arătate, de aceea mai trebuie evidenţiate cîteva avantaje importante :

— economia de suprafaţă construită, de 100% ca în figura 9 — şi de volum construit, de 800—900% ca în figura 10, în comparaţie cu posturile de transformare zidite ;

— reducerea considerabilă a timpilor de montaj ai posturilor de transformare prefabricate, de peste 25 ori, în comparaţie cu posturile de transformare zidite. Perioada de montaj nu depinde de nici un factor atmosferic etc., deoarece montajul se execută chiar în interiorul halei de fabricaţie ;

— comoditate şi siguranţă în exploatare ;

— asigurarea continuităţii în alimentarea cu energie electrică a consumatorilor.

Bibliografie

[1] * * * Les nouvelles de L'E.I.B. Bulletin no. 136—1963. Ed. L'Imprimèrie Publicitaire, Liège—Belgique, p. 6—9.
[2] * * * Posturi de transformare supraterane în cabine de zidărie. Proiect tip, seria E, nr. 147—148—149—150, vol. I., I.S.P.E. Bucureşti, 1964, p. 1—22.
[3] * * * Posturi de transformare prefabricate industriale. Proiect I.C.P.E. Bucureşti, vol. I, 1965, p. 1—22.
[4] * * * Studiul tehnico-economic privind asimilarea la U.E.P.C. a celulelor prefabricate de interior, de 10—20 kV şi 400—2 500 A. Arhiva Serviciului Constructor Şef — U.E.P.C. Craiova, iunie 1965, p. 33—38.
[5] *Herşcovici, B.* Raport asupra documentării tehnice la firma Delle — Franţa. Arhiva Serviciului tehnologic U.E.P.C., 1965, p. 5—20.
[6] *Sîrbu, A.* Studiul tehnico-economic privind introducerea posturilor de transformare prefabricate în industrie. Proiect de diplomă I.P.B. Facultatea tehnico-economică, mai 1966, p. 67—102.

Intrat în redacţie la 1.VI.1966

Repartiția temperaturilor în izolația cablurilor monopolare în regim permanent

Crivăț Săvulescu* — București

CZ 621.315.21.017.7 : 536.2

Cerințele tot mai mari de energie electrică în mediul urban și în centrele industriale au impus rețelelor de transport și distribuție utilizarea pe scară largă a cablurilor. Eficiența exploatării și securitatea în funcționare a acestora sînt direct dependente de proprietățile de izolare electrică și conductibilitate termică ale materialelor electroizolante folosite. Încărcarea cu curent a unui cablu va fi determinată de capacitatea izolației de a transmite mediului ambiant căldura disipată în conductor, ridicarea tensiunii de exploatare fiind funcție de proprietățile dielectrice ale izolației.

S-a arătat [3], [4] că încălzirea are o considerabilă influență asupra repartiției gradientului de potențial în izolație, și anume : o dată cu creșterea căderii de temperatură în izolație are loc reportul gradientului de potențial maxim către manta, se uniformizează solicitarea electrică a izolației [3].

Rezultă, în consecință, importanța care trebuie acordată conductibilității termice a izolației, cunoașterii și modificării ei în sensul cel mai convenabil.

În această lucrare se vor detalia anumite aspecte teoretice și se vor prezenta rezultatele unor încercări efectuate pe cabluri monopolare de 1 kV izolate în PVC, fabricate la F.C.M.E. — București.

1. Distribuția teoretică a temperaturilor în izolația cablurilor monopolare în regim permanent

Se va asimila cablul cu un cilindru de lungime infinită, ceea ce ne va îndreptăți să presupunem o repartiție radială a temperaturilor.

S-au folosit următoarele notații :

- λ — conductibilitatea termică a izolației ;
- C — capacitatea termică a izolației ;
- h — coeficientul de transmitere a căldurii spre exterior ;
- λ_c — conductibilitatea termică a conductorului ;
- λ_m — conductibilitatea termică a mantalei ;
- θ — unghiul la centru.

Cu x s-a notat variabila spațială după raza conductorului.

* Ing. *Crivăț Săvulescu* este doctorand în electroenergetică la Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România.

Căderea de temperatură într-un cablu monopolar. Conductibilitatea termică și coeficientul de transmitere a căldurii se presupun constante

Pentru a calcula căderea de temperatură în conductor vom presupune o repartiție uniformă a curentului pe secțiune. Notînd :

- τ_0 — temperatura mediului ambiant ;
- τ_c — temperatura conductorului ;
- $\Delta\tau_c = \tau_c - \tau_0$ — supraîncălzirea conductorului,

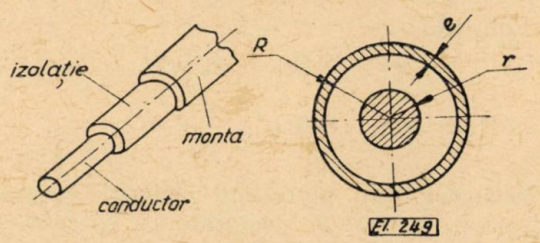


Fig. 1. Cablul, asimilat cu un cilindru de lungime infinită, reprezentat în perspectivă și în secțiune.

pierderile electrice în unitatea de volum fiind :

$$w = k\rho\delta^2, \tag{1}$$

în care :

- δ este densitatea de curent în conductor ;
- k — coeficientul de pierderi,

și dacă se ia $\rho = \rho_0(1 + \alpha\Delta\tau_c)$ rezistivitatea conductorului, pierderile electrice pe unitatea de volum devenind :

$$w = k\rho_0\,\delta^2(1 + \alpha\Delta\tau_c) \tag{2}$$

se poate scrie bilanțul termic pentru un element de volum din conductor (fig. 2) :

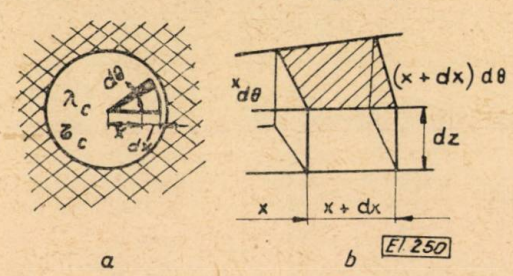


Fig. 2. *a* — Secțiune prin conductor, normală pe axa acestuia. *b* — Element de volum din conductor reprezentat în perspectivă. Axa Z este paralelă cu axa conductorului.

$$-\lambda_c x\cdot d\theta\cdot dz\frac{\partial(\Delta\tau_c)}{\partial x} + k\rho_0(1 + \alpha\Delta\tau_c)\,\delta^2\cdot x\cdot d\theta\cdot dx\cdot dz = -\lambda_c(x + dx)\,d\theta\cdot dz\frac{d}{dx}\left[\Delta\tau_c + \frac{\partial(\Delta\tau_c)}{\partial x}\hat{c}x\right]. \tag{3}$$

Ecuația (3) se reduce la forma :

$$\frac{d^2(\Delta\tau_c)}{dx^2} + \frac{1}{x}\cdot\frac{d(\Delta\tau_c)}{dx} + \frac{k}{\lambda_c}\rho_0\delta^2\alpha\,\Delta\tau_c = -\frac{k}{\lambda_c}\rho_0\delta^2. \tag{3'}$$

Integrînd această ecuație într-o primă etapă, fără partea a doua și cu următoarea schimbare de variabilă :

$$y = \beta x; \tag{4}$$

$$\beta^2 = \frac{k}{\lambda_c}\cdot\rho_0\,\delta^2\,\alpha, \tag{4'}$$

se obține ecuația diferențială (5) :

$$F''(y) + \frac{1}{y}F'(y) + F(y) = 0 \tag{5}$$

cu soluțiile

$$F(y) = J_0(y), \tag{5'}$$

$$F(y) = J_0(y)\cdot\ln y + \frac{y^2}{2^2} - \ldots + \ldots \tag{5''}$$

Deoarece, din punct de vedere fizic, numai soluția (5') poate fi acceptată ca soluție particulară a ecuației (3') (fără partea a doua), se poate scrie soluția generală a ecuației (3') :

$$\Delta\tau_c = K\cdot J_0(\beta x) - \frac{1}{\alpha} \tag{6}$$

$$0 \leqslant x \leqslant r,$$

K fiind o constantă de integrare, iar $(\Delta\tau_c)_p = -\frac{1}{\alpha}$ soluția particulară a ecuației (3') cu partea a doua.

Pentru calculul căderii de temperatură în izolație vom considera, de asemenea, un element spațial de izolație pentru care bilanțul termic se poate scrie astfel :

$$-\lambda x\cdot d\theta\cdot dz\cdot\frac{d(\Delta\tau)}{dx} =$$

$$= -\lambda(x + dx)\,d\theta\cdot dz\cdot\frac{d}{dx}\left[\Delta\tau + \frac{\partial(\Delta\tau)}{\partial x}\cdot dx\right], \tag{7}$$

unde :

$$\Delta\tau = \tau - \tau_0,$$

τ fiind temperatura izolației.

Ecuația (7) se aduce la forma :

$$\frac{d^2(\Delta\tau)}{dx^2} + \frac{1}{x}\cdot\frac{d(\Delta\tau)}{dx} = 0, \tag{8}$$

cu soluția :

$$\Delta\tau = A + B\cdot\ln x \tag{9}$$

$$r \leqslant x \leqslant R,$$

A și B fiind constante de integrare.

Determinarea constantelor de integrare. Mărimile constantelor A, B și K se stabilesc din condițiile la limită :

$$[\Delta\tau(x)]_r = [\Delta\tau_c(x)]_r; \tag{10}$$

$$-\lambda\left[\frac{d(\Delta\tau)}{dx}\right]_r = -\lambda_c\left[\frac{d(\Delta\tau_c)}{dx}\right]_r; \tag{10'}$$

$$-\lambda\left[\frac{d(\Delta\tau)}{dx}\right]_R = h_r\,[\Delta\tau(x)]_R, \tag{10''}$$

în care h_r este un coeficient de transmitere a căldurii, rezultant, în ipoteza că între suprafața exterioară a izolației și aer se află o manta de grosime e.

Din relațiile (6), (9), (10), (10') și (10'') rezultă, în cele din urmă :

$$\Delta\tau(x) = \frac{1}{\alpha}\cdot\frac{\frac{\lambda}{h_r}\cdot\frac{1}{R} + \ln\frac{R}{x}}{\frac{\lambda}{\lambda_c}\cdot\frac{J_0(\beta r)}{J_1(\beta r)}\cdot\frac{1}{r} - \left[\frac{\lambda}{h_r}\cdot\frac{1}{R} + \ln\frac{R}{r}\right]} \tag{11}$$

$$r \leqslant x \leqslant R, \quad h_r = \frac{h\cdot\lambda_m}{\lambda_m + e\cdot h}$$

$$\Delta\tau_c(x) = \frac{1}{\alpha}\cdot\frac{\frac{\lambda J_0(\beta x)}{\beta\lambda_c J_1(\beta r)\,r}}{\frac{\lambda}{\lambda_c}\cdot\frac{J_0(\beta r)}{J_1(\beta r)}\cdot\frac{1}{r} - \left[\frac{\lambda}{h_r}\cdot\frac{1}{R} + \ln\frac{R}{r}\right]} \tag{12}$$

$$0 \leqslant x \leqslant r,$$

în care h_r are aceiași valoare ca în (11), [1].

Căderea de temperatură în izolație la contactul cu un conductor ideal de temperatură

Dacă în conductorul studiat, temperatura este uniform repartizată — ipoteză acceptabilă din punct de vedere tehnic [1], cunoscînd intensitatea curentului electric care străbate conductorul, cum și rezistența acestuia — vom putea calcula fluxul termic fără a pune direct în evidență temperatura conductorului [1].

Notînd cu :

$$\mathcal{R} = \rho\frac{l}{s}; \quad \Phi = \frac{\mathcal{R}\,I^2}{S},$$

l fiind lungimea conductorului, iar s aria secțiunii normale și înlocuind

$S = 2\,\pi\,r\,l$ aria suprafeței laterale din (9), cu condițiile la limită

$$-\lambda\left[\frac{d(\Delta\tau)}{dx}\right]_r = \Phi, \tag{13}$$

$$-\lambda\left[\frac{d(\Delta\tau)}{dx}\right]_R = h[\Delta\tau]_R,$$

rezultă :

$$\Delta\tau(x) = \frac{r\Phi}{Rh} + \frac{r\Phi}{\lambda}\cdot\ln\frac{R}{x}$$

$$r \leqslant x \leqslant R.$$

Deoarece fluxul termic depinde de temperatură (prin faptul că și rezistența electrică a conductorului depinde de temperatură) și notînd cu :

$$\Phi_0 = \rho_0 \cdot l\frac{I^2}{sS},$$

unde I este intensitatea curentului care străbate conductorul, rezultă :

$$\Delta\tau(x) = \frac{1}{\alpha}\cdot\frac{\frac{1}{Rh} + \frac{1}{\lambda}\ln\frac{R}{x}}{\frac{1}{r\alpha\Phi_0} - \frac{1}{Rh} - \frac{1}{\lambda}\ln\frac{R}{r}} \qquad (14)$$

$$r \leqslant x \leqslant R.$$

Expresia (14) este utilă în calcule numai cu condiția să fie cunoscute valorile conductibilității termice λ și ale constantei de transmitere a căldurii h, în general neprecizate.

Dacă se cunosc însă temperatura conductorului și aceea a suprafeței exterioare a izolației se vor putea determina λ și h, rezolvînd următoarele sisteme :

$$\Delta\tau(x) = A + B\ln x$$

$$\Delta\tau(r) = A + B\ln r$$

$$-\lambda\left[\frac{\mathrm{d}(\Delta\tau)}{\mathrm{d}x}\right]_R = h\,[\Delta\tau]_R,$$

în cazul în care se cunoaște temperatura conductorului, obținîndu-se :

$$\Delta\tau(x) = \Delta\tau(r)\left[1 + \frac{\ln\frac{r}{x}}{\frac{\lambda}{h}\cdot\frac{1}{R} + \ln\frac{R}{r}}\right]. \qquad (15)$$

Cunoscînd și temperatura suprafeței exterioare a izolației :

$$\Delta\tau(R) = A + B\ln R$$

$$-\lambda\left[\frac{\mathrm{d}(\Delta\tau)}{\mathrm{d}x}\right]_r = \Phi\frac{\Re I^2}{S}$$

$$-\lambda\frac{B}{r} = \rho\frac{\delta^2 r}{2},$$

rezultă :

$$\Delta\tau(x) = \Delta\tau(R) + \rho\frac{\delta^2 r^2}{2\lambda}\cdot\ln\frac{R}{r}. \qquad (16)$$

Se poate astfel determina, punînd $x = r$, conductibilitatea termică λ a izolației, deoarece $\Delta\tau(r)$ = temperatura pe suprafața conductorului (pe care am presupus-o cunoscută) și înlocuind în (16) se obține :

$$\lambda = \frac{\rho\cdot I^2\ln\frac{R}{r}}{2\pi s\,[\Delta\tau(r) - \Delta\tau(R)]}. \qquad (17)$$

Înlocuind $x = R$ în ecuația (15), rezultă :

$$h = \frac{\rho\cdot I^2}{2\pi s\,R\Delta\tau(R)}. \qquad (18)$$

S-au putut obține expresiile (17) și (18), deoarece ecuațiile (15) și (16) determină, amîndouă, căderea de temperatură în izolație : prima, în cazul în care se cunoaște temperatura conductorului ; a doua, în cazul în care se cunoaște temperatura suprafeței exterioare a izolației.

Căderea de temperatură în izolația aflată în contact cu un conductor ideal de temperatură ; λ și h sînt funcții de temperatură

S-a presupus conductibilitatea termică a izolației constantă, pe toată secțiunea, *pentru o anumită valoare a curentului I din conductor și pentru un anumit tip constructiv de cablu* (R, r).

În realitate, chiar în domeniul restrîns de temperaturi $\Delta\tau(R) - \Delta\tau(r)$, conductibilitatea termică a izolației poate să varieze, ea fiind o funcție liniară de temperatură [1], [2] :

$$\lambda = \lambda_0(1 + \xi\cdot\Delta\tau), \qquad (19)$$

în care ξ este o constantă de material, pozitivă sau negativă [1], [8].

În aceste condiții, ecuația (7) se modifică astfel :

$$-\lambda_0(1 + \xi\Delta\tau)\cdot x\cdot\mathrm{d}\theta\cdot\mathrm{d}z\frac{\mathrm{d}(\Delta\tau)}{\mathrm{d}x} =$$

$$= -\lambda_0\left[1 + \xi\left(\Delta\tau + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{\partial(\Delta\tau)}{\partial x}\mathrm{d}x\right)\right]\cdot(x+\mathrm{d}x)\mathrm{d}\theta\cdot\mathrm{d}z\cdot\left[\Delta\tau + \frac{\partial(\Delta\tau)}{\partial x}\mathrm{d}x\right]. \qquad (20)$$

După neglijarea infiniților mici de ordin superior și prin împărțirea cu $\frac{\mathrm{d}(\Delta\tau)}{\mathrm{d}x} \neq 0$, rezultă :

$$\frac{\frac{\mathrm{d}^2(\Delta\tau)}{\mathrm{d}x^2}}{\frac{\mathrm{d}(\Delta\tau)}{\mathrm{d}x}} + \frac{\xi}{1 + \xi\Delta\tau}\cdot\frac{\mathrm{d}(\Delta\tau)}{\mathrm{d}x} + \frac{1}{x} = 0, \qquad (21)$$

care, prin integrare :

$$\ln[(\Delta\tau)(1 + \xi\Delta\tau)\,x] = k_1, \qquad (22)$$

adică :

$$dx = \frac{1}{K_1}(1 + \xi\Delta\tau)\, d(\Delta\tau) \qquad (22')$$

și, după o a doua integrare :

$$\Delta\tau(x) = -\frac{1}{\xi} \pm \sqrt{\frac{2K_1}{\xi}(K_2 + \ln x)}. \qquad (22'')$$

Din condițiile la limită

$$-\lambda_0\left[(1+\xi\Delta\tau)\frac{d(\Delta\tau)}{dx}\right]_r = \Phi,$$

$$-\lambda_0\left[(1+\xi\Delta\tau)\frac{d(\Delta\tau)}{dx}\right]_R = h[\Delta\tau]_R$$

și din (22′) rezultă :

$$K_1 = -\frac{r\Phi}{\lambda_0};$$

$$K_2 = -\left[\frac{\xi\lambda_0}{2r\Phi}\left(\frac{1}{\xi} + \frac{r\Phi}{Rh}\right)^2 + \ln R\right]$$

sau, în sfîrșit :

$$\Delta\tau(x) = -\frac{1}{\xi} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\xi} + \frac{r\Phi}{Rh}\right)^2 + \frac{2r\Phi}{\xi\lambda_0}\ln\frac{R}{x}}, \qquad (23)$$

$$r \leqslant x \leqslant R,$$

semnul radicalului alegîndu-se astfel încît $\Delta\tau(x)$ să fie pozitiv.

2. Determinarea experimentală a repartiției temperaturilor în izolația unui cablu monopolar de 1 kV izolat în PVC, în regim permanent

Cu toate că considerațiile teoretice care s-au făcut se referă la un regim permanent staționar, rezultatele vor putea fi folosite și pentru un cablu aflat în regim permanent armonic, cu următoarele observații :

— frecvența să fie suficient de mică pentru ca pierderile dielectrice în izolație să nu influențeze sensibil încălzirea acesteia ;

— să nu existe posibilitatea inducerii unor curenți turbionari care să constituie surse secundare de căldură ;

— să se considere valoarea eficace a curentului alternativ.

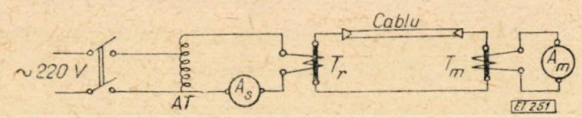


Fig. 3. Schema de montaj a instalației experimentale : T_r – transformator de curent ridicător ; T_m – transformator de curent de măsură ; A_S – ampermetru montat pentru evitarea supraîncărcării T_r ; A_m – ampermetru ; AT – autotransformator.

Încercările efectuate s-au încadrat în aceste limite : cabluri monopolare, cu un singur strat de izolație, fără manta metalică de protecție, în curent alternativ de 50 Hz.

Concepția schemei de montaj este originală (fig. 3), aceste teste fiind primele efectuate în țară, cele ale căror relatări le-am întîlnit în literatura de specialitate din străinătate fiind efectuate în curent continuu.

Pentru măsurarea temperaturilor de la suprafața conductorului (τ_c) s-a folosit un termoelement, cu scara 0—200°C, pentru măsurarea temperaturilor într-un punct. Temperatura suprafeței exterioare a izolației a fost măsurată indirect, printr-o metodă electrică [1] (variația rezistenței electrice a unui fir de cupru, înfășurat pe izolația cablului, măsurată într-o punte Thomson).

În timpul experimentării s-a urmărit ca în incinta laboratorului să nu se creeze curenți de aer și să se mențină o temperatură constantă. S-a considerat că 30 minute sînt suficiente pentru stabilizarea regimului termic în cablu [1].

Au fost studiate următoarele cabluri :

cablul 1 : $s = 10$ mm², $2R = 6{,}7$ mm, $2r = 3{,}57$ mm ;

cablul 2 : $s = 16$ mm², $2R = 8{,}1$ mm, $2r = 4{,}51$ mm,

$$\rho_{Al} = 2{,}941\,[1 + 0{,}004 \cdot \Delta\tau_c(r)] \cdot 10^{-6}\ \Omega.\text{cm},$$

unde :

$\Delta\tau_c(r) = \tau_c - \tau_0$ este supraîncălzirea conductorului măsurată pe suprafața sa, la distanța r de centru.

Determinarea conductibilității termice λ și a coeficientului de transmitere a căldurii h ale izolației

Măsurările și calculele au fost efectuate în baza ipotezelor care au dus la stabilirea relațiilor (17) și (18), pentru diferite valori ale curentului I din conductor, deci pentru diferite temperaturi ale conductorului. Rezultatele sînt trecute în tabelele 1 și 2, pe baza lor fiind trasate curbele $\lambda = \lambda(\tau_c)$, reprezentînd variația conductibilității termice a izolației cu temperatura conductorului (încărcarea cablului) și avînd drept parametru raportul R/r, din figura 4 și $h = h(\tau_c)$, trasate în figura 5, reprezentînd variația coeficientului de transmitere a căldurii în funcție de regimul de funcționare a cablului, avînd același parametru.

Trasarea curbelor $\Delta\tau(x)$ la $I = const.$

Așa cum rezultă din cele arătate pentru o anumită valoare a curentului I în conductor, avînd un anumit raport R/r, valorile λ și h sînt bine determinate. Pe baza relației (14), avînd la dispoziție curbele din figurile 4 și 5 se pot trasa curbele reprezentînd variația temperaturii în izolația cablurilor considerate,

Tabela 1

Cablul 1

I, A	τ_c, °C	Variația rezistenței firului de cupru, Ω	ρ_{Al}, Ω·cm	$\Delta\tau_c$, °C	$\Delta\tau$, °C	λ, W/cm·°C	h, W/cm²·°C
0	20	0	$2{,}941\times10^{-6}$	0	0	—	—
40,0	35	0,00087	$3{,}115\times10^{-6}$	15	11,50	$1{,}42\times10^{-3}$	$1{,}025\times10^{-3}$
49,0	42	0,00133	$3{,}205\times10^{-6}$	22	17,50	$1{,}67\times10^{-3}$	$1{,}035\times10^{-3}$
54,5	47	0,00167	$3{,}26\times10^{-6}$	27	22,05	$1{,}94\times10^{-3}$	$1{,}045\times10^{-3}$
57,8	50	0,00187	$3{,}295\times10^{-6}$	30	24,70	$1{,}97\times10^{-3}$	$1{,}060\times10^{-3}$
60,0	52	0,00199	$3{,}32\times10^{-6}$	32	26,30	$2{,}09\times10^{-3}$	$1{,}078\times10^{-3}$
62,0	54	0,00212	$3{,}34\times10^{-6}$	34	28,05	$2{,}14\times10^{-3}$	$1{,}085\times10^{-3}$
64,0	56	0,00227	$3{,}36\times10^{-6}$	36	30,00	$2{,}29\times10^{-3}$	$1{,}090\times10^{-3}$

Tabela 2

Cablul 2

I, A	τ_c, °C	Variația rezistenței firului de cupru, Ω	ρ_{Al}, Ω·cm	$\Delta\tau_c$, °C	$\Delta\tau$, °C	λ, W/cm·°C	h, W/cm²·°C
0	20	0	$2{,}941\times10^{-6}$	0	0	—	—
20	25	0,00001	$3{,}005\times10^{-6}$	5	1,32	$0{,}190\times10^{-3}$	$0{,}115\times10^{-3}$
40	30	0,00047	$3{,}065\times10^{-6}$	10	6,24	$0{,}76\times10^{-3}$	$0{,}965\times10^{-3}$
65	42	0,00077	$3{,}200\times10^{-6}$	22	16,0	$1{,}31\times10^{-3}$	$1{,}040\times10^{-3}$
70	45	0,00099	$3{,}240\times10^{-6}$	25	18,9	$1{,}53\times10^{-3}$	$1{,}035\times10^{-3}$
80	49	0,00118	$3{,}280\times10^{-6}$	29	21,8	$1{,}70\times10^{-3}$	$1{,}130\times10^{-3}$
82	51	0,00139	$3{,}32\times10^{-6}$	31	23,7	$1{,}78\times10^{-3}$	$1{,}160\times10^{-3}$

pentru o anumită valoare a curentului de încărcare.

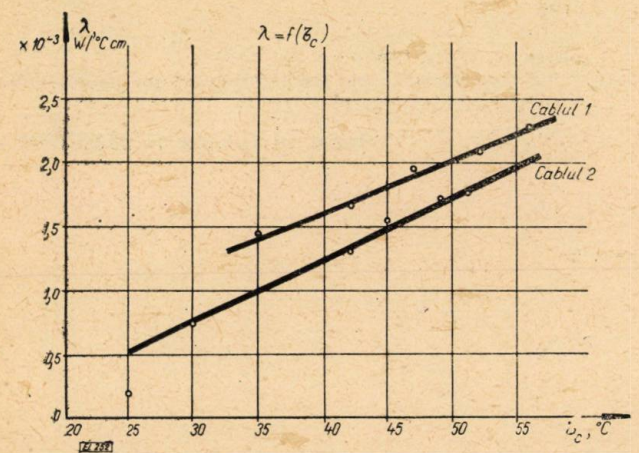


Fig. 4. Variația conductibilității termice a izolației în funcție de temperatura conductorului $\lambda = f(\tau_c)$.

În figura 6 sînt trasate curbele respective pentru cablul 1, pe baza rezultatelor din tabela 3.

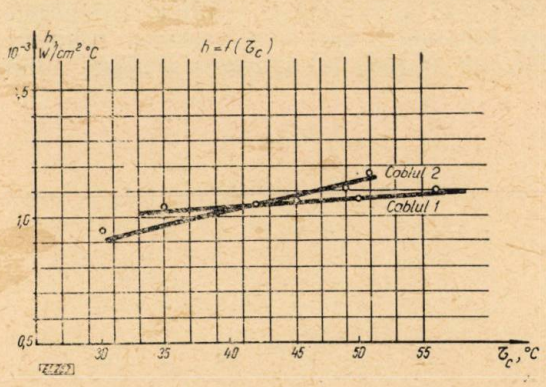


Fig. 5. Variația coeficientului de transmitere a căldurii spre exterior în funcție de temperatura conductorului $h = f(\tau_c)$.

Tabela 3

$I = 49$ A	x, mm	1,79	2	2,25	2,5	2,75	3	3,35
	$\Delta\tau$, °C	22,0	21,3	20,4	19,65	18,9	18,2	17,5
$I = 60$A	x, mm	1,79	2	2,25	2,5	2,75	3	3,35
	$\Delta\tau$, °C	32,0	30,8	29,8	28,9	27,9	27,0	26,3
$I = 65$ A	x, mm	1,79	2	2,25	2,5	2,75	3	3,35
	$\Delta\tau$ °C	37,0	35,6	34,5	33,6	32,5	31,6	30,5

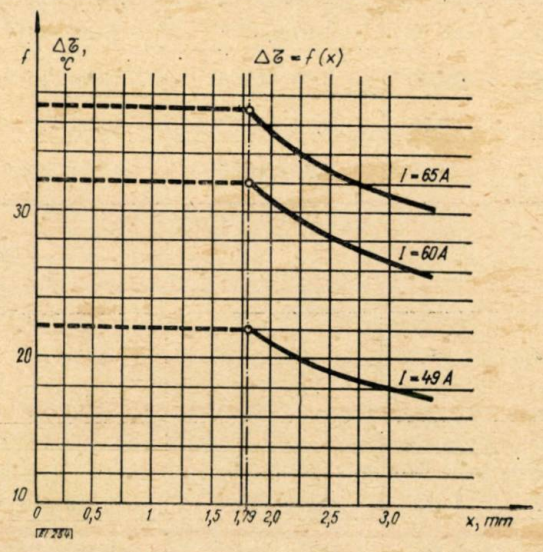


Fig. 6. Variația temperaturii în izolația cablului 1, $\Delta\tau = f(x)$

3. Concluzii

— Așa cum rezultă din expunerea teoretică și din determinările experimentale, conductibilitatea termică a izolației variază liniar cu temperatura conductorului și deci, implicit, cu curentul care îl parcurge.

— În literatura de specialitate [8] se arată că, în cazul izolației de PVC, conductibilitatea termică poate să scadă sau să crească o dată cu creșterea temperaturii conductorului, în funcție de plastifiantul folosit. Unele experimente [1] au arătat o scădere a conductibilității termice o dată cu creșterea temperaturii cablului. Faptul că în cazul studiat, conductibilitatea termică a izolației crește cu încărcarea cablului arată că posibilitățile de disipare a căldurii produse în conductor se îmbunătățesc o dată cu încărcarea lui.

— Datorită bunelor proprietăți de conducere a căldurii, caracteristica repartiției temperaturii în izolația cablurilor studiate, deși căzătoare, nu este exagerat de abruptă, fapt care determină bune posibilități de răcire a cablului.

—Coeficientul h de transmitere a căldurii de la cablu la mediul ambiant variază liniar cu temperatura conductorului, deci și cu curentul care îl parcurge. Concluzia este bazată pe experiment, această variație neputînd fi exprimată analitic datorită mulțimii de factori exteriori care intervin [1].

Bibliografie

[1] *Robert, Y.* Temperaturverteilung in Einleiterkabeln bei stationärem Zustand und bei Erwärmungsvorgängen in Abhängigkeit von der Zeit. Karlsruhe, 1963.
[2] *Barnes, C. C.* Power cables: their designs and applications. London, 1953.
[3] *Del Mar, W.* Electric stresses in cables. În: Power Apparatus and Systems, nr. 60, 1962.
[4] *Brenac, I. M.* Recherches et progres récents dans la technique des câbles à courant continuu. C.I.G.R.É., 1958, vol. II, rap. 212
[5] *Kreuger, L.* Facteurs influants sur la rigidité diélectrique des câbles. C.I.G.R.É., 1962, vol. II, rap. 206.
[6] *Brinkmann, K.* Die Entwicklung der Isolierstoffe für Hoch — und Höchstspannungskabel. În: E.T.Z., nr. 4, 1963.
[7] *Goudet, G.* Les fonctions Bessel et leurs applications en physique. Paris, Masson et Cie, 1954.
[8] * * * Spravocinik po elektrotehnicami materialam. Leningrad, Gosenergoizdat, 1957.

Intrat în redacție la 28.III.1966

DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE

Cu privire la expresia puterii complexe aparente instantanee

Vasile N. Nedelcu* — Bucureşti

CZ 621.3.016.26 : 621.3.011.2

În lucrarea [1] a fost introdusă noţiunea de putere aparentă complexă instantanee a unui sistem sinusoidal monofazat, prin intermediul puterii active instantanee. Astfel, dacă se consideră tensiunea electrică instantanee u la bornele unui dipol pasiv şi curentul instantaneu i care circulă prin acesta :

$$u = \hat{U} \cos(\omega t + \varepsilon)\,; \quad i = \hat{I} \cos(\omega t + \beta), \tag{1}$$

puterea schimbată prin borne cu reţeaua în funcţie de mărimile u, i cît şi de fazorii Fresnel ($\underline{u}$, $\underline{u}^*$, $\underline{i}$, $\underline{i}^*$) corespunzători acestora :

$$u = \frac{1}{2}(\underline{u} + \underline{u}^*)\,; \quad i = \frac{1}{2}(\underline{i} + \underline{i}^*) \tag{2}$$

are expresia :

$$p = ui = \frac{1}{2}(\underline{s} + \underline{s}^*), \tag{3}$$

unde

$$\underline{u} = \hat{U}\, e^{j(\omega t + \varepsilon)} = u + ju'\,; \quad \underline{u}^* = \hat{U}\, e^{-j(\omega t + \varepsilon)} = u - ju'\,; \tag{4}$$

$$\underline{i} = \hat{I}\, e^{j(\omega t + \beta)} = i + ji'\,; \quad \underline{i}^* = \hat{I}\, e^{-j(\omega t + \beta)} = i - ji'\,; \tag{5}$$

$$u' = \hat{U} \sin(\omega t + \varepsilon)\,; \quad i' = \hat{I} \sin(\omega t + \beta)\,; \tag{6}$$

$\underline{s}$ reprezintă puterea complexă aparentă instantanee şi este dată de expresia :

$$\underline{s} = \underline{u}\,\underline{i} = \frac{1}{2}\underline{u}(\underline{i} + \underline{i}^*) = p + jq, \tag{7}$$

$\underline{s}^*$ fiind mărimea complex conjugată mărimii $\underline{s}$:

$$\underline{s}^* = \underline{u}^*\,\underline{i} = \frac{1}{2}(\underline{i} + \underline{i}^*)\,\underline{u}^* = p - jq, \tag{8}$$

q fiind puterea reactivă instantanee :

$$q = u'\,i = \hat{U}\,\hat{I} \sin(\omega t + \varepsilon) \cos(\omega t + \beta). \tag{9}$$

Dacă se introduc în (7) relaţiile (4), (5), se obţine :

$$\underline{s} = \underline{S} + \underline{s}_2, \tag{10}$$

unde $\underline{S}$ este puterea complexă aparentă medie :

$$\underline{S} = U\,I\, e^{j(\varepsilon - \beta)} = P + jQ\,; \tag{11}$$

$\underline{s}_2$ este puterea complexă instantanee fluctuantă :

$$\underline{s}_2 = \frac{1}{2}\underline{u}\,\underline{i} = p_2 + jq_2, \tag{12}$$

unde P, Q sînt puterile medii activă şi reactivă :

$$P = UI \cos(\varepsilon - \beta)\,; \tag{11'}$$

$$Q = UI \sin(\varepsilon - \beta)\,; \tag{11''}$$

p_2, q_2 — puterile instantanee fluctuante activă şi reactivă :

$$p_2 = UI \cos(2\omega t + \varepsilon + \beta)\,; \tag{12'}$$

$$q_2 = UI \sin(2\omega t + \varepsilon + \beta), \tag{12''}$$

astfel încît puterile activă şi reactivă instantanee pot fi exprimate :

$$p = P + p_2\,; \tag{13}$$

$$q = Q + q_2. \tag{14}$$

Pornind de la aceiaşi expresie a puterii active instantanee se poate da o nouă formulare puterii complexe aparente instantanee :

$$p = u\,i = \frac{1}{2}(\underline{s}' + \underline{s}'^*), \tag{3'}$$

unde :

$$\underline{s}' = u\,\underline{i} = \frac{1}{2}(\underline{u} + \underline{u}^*)\,\underline{i} = p + jq'\,; \tag{7'}$$

$$\underline{s}'^* = u\,\underline{i}^* = \frac{1}{2}(\underline{u} + \underline{u}^*)\,\underline{i}^* = p - j\,q', \tag{8'}$$

unde q' are expresia :

$$q' = u\,i' = \hat{U}\,\hat{I} \cos(\omega t + \varepsilon) \sin(\omega t + \beta). \tag{9'}$$

Comparînd (7) cu (7') se observă că părţile reale ale celor două mărimi complexe $\underline{s}$, $\underline{s}'$ sînt identice ; părţile imaginare sînt, însă, diferite (9), (9').

Pentru a scoate în evidenţă deosebirea semnalată, se introduc în (7') expresiile fazorilor Fresnel (4), (5), (6), obţinîndu-se :

$$\underline{s}' = \underline{S}' + \underline{s}'_2\,,$$

unde $\underline{S}'$ este valoarea medie a mărimii $\underline{s}'$:

$$\underline{S}' = UI\, e^{j(\beta - \varepsilon)} = UI\, e^{-j(\varepsilon - \beta)} = P - jQ, \tag{11'}$$

iar $\underline{s}'_2$ — puterea instantanee complexă fluctuantă :

$$\underline{s}'_2 = \underline{s}_2\,. \tag{12'}$$

Din examinarea expresiilor (10), (10') rezultă că formula nouă propusă pentru puterea complexă aparentă instantanee (7') în comparaţie cu cea propusă anterior de autor (7) afectează numai sistemul puterii reactive medii, în timp ce expresia puterii reactive fluctuante instantanee rămîne neschimbată.

Concluzii

1. Expresia puterii aparente complexe instantanee $\underline{s}$ (7') propusă în lucrare în raport cu expresia (7), propusă anterior de autor [1] pentru aceiaşi mărime (1), reprezintă o mărime complexă a cărei valoare medie $\underline{S}'$ (11') este complex conjugată valorii medii $\underline{S}$ (11).

2. Această circumstanţă poate fi folosită în scopul măsurării puterii reactive în sistemele mono sau polifazate.

Bibliografie

[1] *Nedelcu, V. N.* Die einheitliche Leistungstheorie de unsymetrischen und mehrwelligen Mehrphasensysteme. În : ETZ — A. 84, nr. 5, 1963, p. 153—157.

Intrat în redacţie la 24.II. 1966

*) Dr. ing. *Vasile N. Nedelcu* este profesor la catedra de maşini electrice din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" — Bucureşti.

NOTĂ

Automatizarea asigurării și extinderea rezervei de apă de răcire la substația de redresare nr. 4 din Timișoara

Bartzer Ștefan* — Timișoara

CZ 621.314.651.2.017.72—523.3

I. Prezentarea problemei

Lucrarea de față se ocupă cu o problemă de automatizare izvorîtă din practica de exploatare a grupului redresor de la substația de redresare nr. 4 din Timișoara. La această substație se află în exploatare un redresor cu vapori de mercur, hexafazat, cu cuve metalice monoanodice de tipul R.M.N.V. — 500 × 6. Vidul înaintat din cuvele redresorului este asigurat printr-o pompă de vid înaintat cu mercur, care se află în permanență în funcțiune. Atît cuvele redresorului, cît și corpul pompei de vid sînt răcite în permanență cu apă.

În figura 1 se prezintă schema instalației de răcire în situația inițială, starea robinetelor în situația normală de funcționare fiind următoarea:

— robinetele r_1; r_2; r_3; r_5 și r_6 sînt deschise;

— robinetele r_4 și r_7 sînt închise;

— clapetele de reținere C_1, C_2, C_3, și C_4 permit trecerea apei numai în sensul indicat de săgeată;

— robinetul cu cep A este închis în poziția de sus a plutitorului, adică la rezervorul R plin.

Răcirea cuvelor redresorului se face cu apă distilată în circuit închis. La rîndul ei, apa distilată este răcită într-un schimbător de căldură de tipul KT-90, unde se folosește un circuit deschis de apă industrială, în situația normală, respectiv de apă potabilă, în situația în care se închide apa industrială din oraș. În acest ultim caz este necesar să se deschidă robinetul r_4 și deci schimbătorul de căldură KT-90 se alimentează cu apă potabilă după săgeata dublă cu cruce. Acesta este cazul răcirii de rezervă a redresorului.

Pompa de vid înaintat cu mercur P_{Hg} se răcește exclusiv cu apă potabilă în circuit deschis. Pentru cazul în care se închide apa potabilă din oraș servește rezerva de apă potabilă din rezervorul R, de circa 1000 l. Răcirea de rezervă are loc după săgeata simplă cu cruce.

În timpul exploatării s-a constatat că instalația de răcire inițială prezintă următoarele dezavantaje:

1) Rezerva insuficientă de apă de răcire pentru pompa de vid înaintat cu mercur.

După epuizarea rezervei de apă din rezervorul R este necesar să se deconecteze pompa de vid cu mercur, să se scoată din funcțiune grupul redresor și să se închidă robinetul general de vid, deoarece prin încetarea răcirii pompei de vid cu mercur aceasta își pierde complet capacitatea de lucru și se distruge prin pierderea mercurului și încălzirea inadmisibilă a corpului pompei. Rezultă o creștere inadmisibilă a presiunii din cuvele redresorului, ceea ce duce la pericolul aprinderii inverse prin vid insuficient, respectiv la anularea formării redresorului. Aprinderile inverse provoacă totdeauna avarierea, în măsură mai mare sau mai mică, a redresorului.

2) Necesitatea cunoașterii de către personalul de exploatare a momentului și duratei de întrerupere a apei industriale sau a apei potabile pentru a putea lua măsurile necesare.

3) Necesitatea reglării debitului apei de răcire de la pompa de vid cu mercur, manevrînd robinetul r_5, imediat după închiderea apei potabile din oraș. Deoarece în cazul răcirii de rezervă din rezervorul R presiunea apei de răcire este cu 2,5—3 at mai mică decît în cazul răcirii normale direct din conducta de apă potabilă a orașului, este necesar ca la răcirea de rezervă să se deschidă mai mult robinetul r_5.

4) Posibilitatea infectării apei potabile cu apă industrială, în cazul nefuncționării corecte a clapetelor de reținere. Aceasta din cauza legăturii existente, prin rezervorul R, între rețeaua de apă potabilă și cea de apă industrială.

Din cauza acestor dezavantaje s-a impus modificarea instalației de răcire, astfel încît să se realizeze, în principiu, următoarele:

— extinderea rezervei apei de răcire pentru pompa de vid înaintat cu mercur;

— înlăturarea posibilității infectării apei potabile cu apă industrială;

— automatizarea procesului de trecere de la răcirea normală la cea de rezervă, fără a fi necesară intervenția personalului de exploatare.

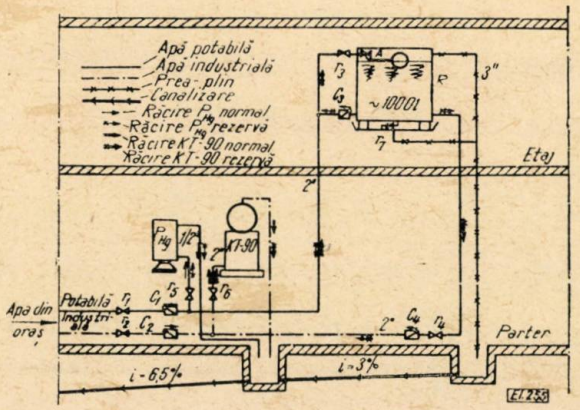


Fig. 1. Schema instalației de răcire în situația inițială.

II. Realizarea instalației de răcire automatizate

În vederea înlăturării dezavantajelor instalației de răcire inițiale și pentru satisfacerea cerințelor menționate s-a conceput și realizat schema modificată a instalației de răcire, reprezentată în figura 2.

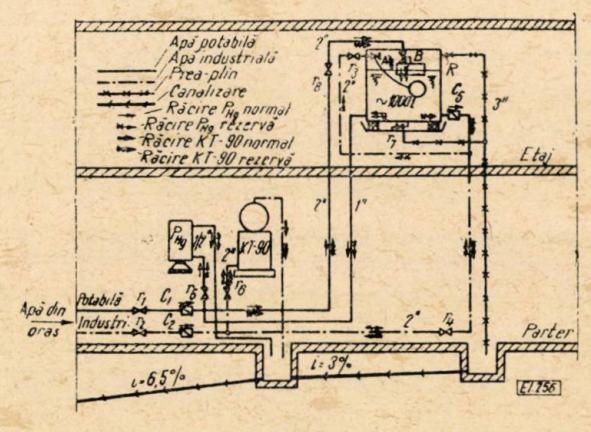


Fig. 2. Schema modificată a instalației de răcire.

Modificările efectuate în instalația de răcire inițială (fig. 1 și fig. 2) constau în:

— eliminarea clapetelor de reținere C_3 și C_4;

— separarea robinetului r_5 de conducta de apă potabilă din oraș și racordarea pompei de vid cu mercur la rezervorul R

* Ing. *Șt. Bartzer* este asistent la facultatea de electrotehnică, Institutul olitehnic — Timișoara.

printr-o conductă separată de 1″. În felul acesta, pompa de vid cu mercur se răcește exlusiv prin rezervorul R și se asigură astfel o presiune constantă a apei de răcire în orice situație;

— separarea conductei de apă potabilă de robinetul r_3 și prelungirea ei, printr-un robinet r_8 de 2″, pînă deasupra rezervorului R, unde s-a montat un al doilea robinet cu cep și plutitor B care este închis complet pentru rezervorul plin și deschis complet pentru rezervorul golit pînă la jumătate;

— racordarea robinetului r_3, printr-o conductă de 2″, la conducta de apă industrială;

— modificarea brațului plutitorului A astfel încît robinetul lui cu cep să fie deschis complet pentru rezervorul gol și închis complet pentru rezervorul umplut numai jumătate. Plutitorul A nu se poate ridica deasupra nivelului mijlociu;

— montarea unei clapete de reținere C_5 în conducta de apă pentru răcirea de rezervă a schimbătorului de căldură KT-90.

Starea robinetelor din această schemă este următoarea:

— robinetele r_1, r_2, r_3, r_4 și r_8 sînt deschise complet;

— robinetul r_5 este deschis pentru debitul economic;

— robinetul r_6 este deschis pentru un debit corespunzător cu sarcina redresorului;

— robinetul r_7 este închis;

— robinetul cu plutitor A este închis în situația normală și deschis în cazul lipsei de apă potabilă;

— robinetul cu plutitor B este deschis astfel: în situația normală este deschis pentru debitul de apă necesară răcirii pompei de vid cu mercur; în cazul lipsei de apă potabilă este deschis complet; în cazul lipsei de apă industrială este deschis pentru debitul de apă necesar răcirii ambelor elemente de instalație P_{Hg} și KT-90.

În continuare se analizează pe scurt funcționarea instalației de răcire automatizate în următoarele cazuri:

Cazul a. Situația normală

Pompa de vid cu mercur P_{Hg} se răcește cu apă potabilă, după săgeata simplă. Schimbătorul de căldură KT-90 se răcește cu apă industrială, după săgeata dublă.

Cazul b. Lipsă de apă industrială

În acest caz pompa de vid cu mercur funcționează cu răcirea normală, iar schimbătorul de căldură funcționează cu răcirea de rezervă, adică KT-90 se răcește cu apă potabilă din rezervorul R, după săgeata dublă cu cruce.

La revenirea apei industriale, presiunea din conducta de apă industrială devine mai mare decît cea din rezervorul R, clapeta de reținere C_5 se închide și nivelul apei din rezervor crește din nou pînă cînd plutitorul B determină, prin robinetul său, un debit de apă egal cu cel necesar răcirii pompei de vid cu mercur. Schimbătorul de căldură KT-90 se răcește din nou cu apă industrială direct din conductă.

Cazul c. Lipsă de apă potabilă

În acest caz schimbătorul de căldură KT-90 funcționează cu răcirea normală, iar pompa de vid cu mercur funcționează cu răcirea de rezervă.

Deoarece încetează alimentarea cu apă potabilă, nivelul apei din rezervorul R scade sub cel mijlociu, pînă cînd plutitorul A deschide robinetul său pentru un debit de apă industrială egal cu cel necesar răcirii pompei de vid cu mercur. Din acest moment, pompa de vid cu mercur începe să fie răcită cu apă industrială, după săgeata simplă cu cruce.

La revenirea apei potabile, deoarece robinetul B este deschis complet, nivelul apei din rezervorul R crește repede. Cînd apa a ajuns deasupra nivelului mijlociu, plutitorul A închide complet robinetul său. În continuare nivelul apei din rezervor crește pînă cînd plutitorul B stabilește un debit de alimentare cu apă potabilă a rezervorului egal cu cel consumat pentru răcirea pompei de vid cu mercur.

III. Concluzii

Din analizarea tuturor cazurilor de funcționare posibile rezultă că schema modificată a instalației de răcire se caracterizează prin următoarele:

— existența unei rezerve suficiente de apă de răcire, atît pentru schimbătorul de căldură, cît și pentru pompa de vid cu mercur și aceasta pentru orice durată de întrerupere din oraș a apei industriale, respectiv a apei potabile;

— trecerea de la răcirea normală la cea de rezervă și invers se face în mod automat și continuu, fără a fi necesară intervenția personalului de exploatare și fără nici o întrerupere în procesul de răcire a celor două elemente de instalație;

— pompa de vid cu mercur funcționează cu un debit constant de apă de răcire și egal cu cel economic, atît în cazul răcirii normale, cît și în cazul răcirii de rezervă, fără a fi necesară o nouă reglare a debitului de apă în momentul trecerii de la o situație de răcire la alta;

— excluderea definitivă a posibilității infectării apei potabile cu apă industrială, respectiv cu apă din rezervor, prin faptul că s-a interpus un spațiu de aer între conducta de apă potabilă și nivelul apei din rezervor; s-a separat conducta de apă potabilă de legătura cu instalația de răcire.

Instalația de automatizare prezentată a fost experimentată cu rezultate bune, începînd cu luna mai a anului 1961, la substația de redresare nr. 4 din Timișoara. Lucrarea este aplicată ca inovație în cadrul Întreprinderii de transporturi din Timișoara (I.T.T.), de care aparțin substațiile de redresare.

S-a dovedit că aplicarea lucrării este importantă nu numai pentru asigurarea securității și continuității funcționării redresorului, ci se asigură și realizarea unei economii de apă potabilă pentru răcire, în valoare de circa 8000 lei/an.

Principiile care au stat la baza automatizării acestei instalații de răcire pot fi aplicate pentru automatizarea oricărei instalații de răcire la care se necesită rezervă de apă de răcire și la care alimentarea cu apă se face din două rețele.

Intrat în redacție la 6. III. 1966

RECENZII

CZ 621.313.004.004(021)

I. S. Gheorghiu **Maşini electrice. Probleme şi aplicaţii industriale.** Vol. I, II, Editura tehnică, 1966.

De curînd a ieşit de sub tipar a doua ediţie a lucrării acad. I. S. Gheorghiu cuprinzînd probleme şi aplicaţii practice de maşini electrice.

Este îndeobşte cunoscută importanţa pe care o au exerciţiul şi repetiţia pentru fixarea şi aprofundarea cunoştinţelor într-un anumit domeniu. În această ordine de idei, un important rol îl are rezolvarea unor probleme, care solicită ordonarea şi corelarea cunoştinţelor teoretice, precum şi legarea lor de anumite detalii sau date practice, rezultate care cu greu s-ar putea obţine prin însuşiri de principii oricît de amănunţite.

Din această cauză punerea şi rezolvarea problemelor în orice disciplină s-a considerat şi se consideră o importantă metodă didactică, a cărei însemnătate creşte pe măsura matematizării ştiinţelor.

Avînd o vastă experienţă de profesor în învăţămîntul tehnic superior, acad. I. S. Gheorghiu nu a putut neglija această importantă metodă didactică şi deci a considerat util să completeze tratatul de „Maşini electrice" în 4 volume, cu 3 volume de probleme de maşini electrice, apărute cu cîţiva ani în urmă.

Menţionăm că chiar pe plan mondial lucrările consacrate problemelor de electrotehnică, în general, sînt puţine, iar cele cu probleme de maşini electrice lipseau. Această lucrare era deci chemată să umple un gol important în literatura didactică. Este însă interesant de arătat că cercul de cititori pe care îi interesează aceste probleme nu s-a limitat la cadrele didactice şi la studenţii institutelor de învăţămînt tehnic superior, ci a cuprins şi largi cercuri de ingineri şi tehnicieni care lucrează la proiectarea, fabricarea, încercarea şi exploatarea maşinilor electrice.

Prima ediţie a lucrării a fost primită cu mult interes atît în ţară, cît şi în străinătate, fiind recenzată deosebit de elogios în diferite reviste, ca Electrotehnica, Contemporanul, Noviie Knighi za rubejom, Elektrotechnische Zeitschrift, Elektrotechnicky Obzor ş.a.

Utilitatea şi necesitatea volumelor de probleme de maşini electrice ale acad. I. S. Gheorghiu s-au dovedit cu prisosinţă şi prin faptul că prima ediţie a lucrării s-a epuizat din librării la scurt timp după apariţie.

Astfel s-a ivit necesitatea unei noi ediţii a lucrării.

Mereu preocupat de îmbunătăţirea conţinutului lucrărilor, acad. I. S. Gheorghiu nu s-a mulţumit să realizeze „Problemele" într-o formă revăzută şi adăugită, ci şi-a propus restructurarea întregului material, pentru a-l face adecvat scopului propus, de a fi un ajutor efectiv în însuşirea şi aprofundarea problemelor teoriei, calculului, încercărilor şi exploatării maşinilor electrice.

Autorul pleacă de la constatarea că în ultimul timp s-a conturat — pe plan mondial — o tendinţă netă de a trata în mod unitar fenomenele comune tuturor tipurilor de maşini electrice — şi nu independent, sau chiar contradictoriu, cum se proceda înainte. Urmînd consecvent această tendinţă, pentru a cărei promovare a militat şi în trecut, autorul şi-a propus ca în noua ediţie să reorganizeze fondul de probleme — împărţit în prima ediţie pe tipuri de maşini, după criteriul asemănării fenomenelor, independent de tipul maşinii. Această reorganizare a materialului a făcut necesară şi o restructurare de fond a conţinutului multor probleme, eliminarea totală sau parţială a unor probleme care ar fi constituit o repetare în noua structură, unificarea modului de tratare, precum şi completarea fondului cu noi probleme în domeniile care erau mai puţin reprezentate.

Totuşi, în final, volumul global al lucrării s-a redus în special datorită măririi conciziei expunerii.

Primul volum al lucrării este împărţit în 7 capitole cu un total de 25 subcapitole, dezvoltate de-a lungul a 400 pagini, cu numeroase figuri şi tabele; de asemenea, fiecare capitol este completat de anexe conţinînd tabele şi diagrame cu date practice, extrase din norme, caracteristici etc., deosebit de utile şi necesare atît studenţilor, cît şi proiectanţilor şi practicienilor de maşini electrice.

Primul capitol din primul volum se referă la funcţionarea în regim normal a principalelor tipuri fundamentale de maşini electrice — transformatorul şi maşinile asincronă, sincronă şi de curent continuu — precum şi la fenomenele importante comune tuturor tipurilor sau unei clase de maşini, care se analizează de obicei în acest regim (pierderi, reacţia indusului, comutaţia în maşinile electrice cu colector).

Capitolul următor conţine probleme — cu dezvoltări teoretice corespunzătoare — vizînd regimuri speciale de funcţionare ale transformatorului electric, ale motorului sincron şi ale maşinii sincrone; funcţionarea în regim nenominal (la variaţie de tensiune şi frecvenţă, în regim deformant) şi funcţionarea în regim nesimetric (scurtcircuite nesimetrice, conexiuni nesimetrice ale înfăşurărilor, sarcini nesimetrice).

În cadrul capitolului 3 se pun şi se rezolvă în mod unitar probleme de calculul cîmpurilor magnetice utile şi de dispersie în cele mai uzuale tipuri de maşini electrice şi — legat de aceasta — calculul unor parametri specifici ai diferitelor maşini. În acelaşi mod unitar se dezvoltă în capitolul 4 problemele legate de producerea tensiunilor electromotoare în înfăşurările maşinilor electrice, atît în cele ale maşinilor de curent alternativ fără colector, cît şi în cele ale maşinilor cu colector, pentru a continua în capitolul 5 cu studiul cuplurilor şi al forţelor care se produc în maşinile electrice, separate în componentele lor utile — a căror producere este însăşi raţiunea existenţei maşinii electrice — şi în componente parazite, neeficiente sau chiar dăunătoare în exploatare, care iau naştere datorită imperfecţiunilor construcţiilor practice şi compromisurilor de natură tehnologică sau economică.

Studiul şi calculul caracteristicilor principalelor clase de maşini electrice — asincrone, sincrone, de curent continuu şi alternativ cu colector, transformatoare, constituie obiectul capitolului 6, insistîndu-se pe dezvoltarea metodelor de predeterminare prin calcul a caracteristicilor din elementele de proiect ale maşinilor. Acest capitol este completat de aspectele analizate în problemele ultimului capitol, al şaptelea, privind încercările transformatoarelor şi maşinilor electrice rotative, în care se insistă pe prelucrarea rezultatelor obţinute din ridicările experimentale, ca şi pe schemele folosite în cursul acestor încercări.

Aceleaşi observaţii elogioase privind modul de întocmire se fac şi asupra celui de-al doilea volum al lucrării prezentate. Pe parcursul a 408 pagini împărţite judicios în şapte capitole cu 21 subcapitole, se întîlneşte aceeaşi meticuloasă tratarea a unui material bogat, caracteristic şi variat.

Capitolul întîi tratează problema înfăşurărilor maşinilor electrice. Exemplele alese sînt discutate în mod amănunţit, relevîndu-se toate avantajele şi dezavantajele ce decurg din alegerea tipului de bobinaj respectiv.

Capitolul doi se referă la funcţionarea în paralel a maşinilor electrice, problemă de mare însemnătate şi o deosebită actualitate, aspecte cărora autorul le acordă atenţia cuvenită.

Regimurile tranzitorii din maşinile electrice şi transformatoare sînt prezentate în capitolul trei, printr-o amplă dezvoltare a consideraţiunilor teoretice, specifice fiecărui caz în parte, însoţite în final de aplicaţii concrete.

Comportarea maşinilor electrice în exploatare şi elemente de proiectare a maşinilor electrice şi transformatoarelor sînt prezentate în capitolul patru şi cinci, volumul II şi respectiv întreaga lucrare terminîndu-se cu tratarea unor probleme din domeniul încălzirii şi răcirii maşinilor electrice şi transformatorului cuprinse în capitolul şase.

Este interesant şi util de observat că modul de punere şi de rezolvare al problemelor constituie *scheletul* revederii sub diferite aspecte a tuturor părţilor mai importante ale teoriei maşinilor electrice. Aceasta este, de altfel, meritul incontestabil al autorului de a fi ştiut să aleagă problemele cele mai caracteristice, să le prezinte şi să le trateze.

În fiecare capitol principalele probleme din domeniul respectiv sînt expuse în mod unitar, gradat, într-o înlănţuire continuă, ceea ce obligă pe cititor ca, o dată cu soluţionarea

unor probleme, să urmărească şi modul de punere şi rezolvare a celorlalte probleme din domeniul respectiv.

După enunţul fiecărei probleme, urmează tratarea ei generală şi apoi rezolvarea numerică pentru cazul concret considerat. În acest sens, considerăm că lucrarea acad. I. S. Gheorghiu, departe de a fi un îndrumar de rezolvare mecanică a unor aplicaţii practice din domeniul maşinilor electrice, constituie un mijloc de formare a cititorului, prin aprofundarea cunoştinţelor de ansamblu din domeniul respectiv şi posibilitatea aplicării lor în cazul rezolvării unei probleme practice concrete.

Este suficient să urmărim modul de tratare a numai cîtorva probleme din cuprinsul celor două volume, semnificative în sensul observaţiilor de mai sus. Astfel, de exemplu, pentru determinarea schemelor echivalente, în T şi în Γ, ale maşinii asincrone (problema 1.2.1) sau pentru calculul unor parametri ai unui motor cu rotorul în colivie (problema 1.2.2) se începe cu stabilirea ecuaţiilor de funcţionare a maşinii şi cu interpretarea diferitelor mărimi care intervin, respectiv cu dezvoltarea pe scurt a teoriei rotorului în colivie, după care, din elementele teoretice stabilite, se deduc formulele necesare rezolvării problemei propuse.

În mod analog pentru calculul solenaţiei de reacţie a indusului unei maşini sincrone (problema 1.6.1) sau a unei maşini de curent continuu (problema 1.6.3) se începe cu studiul teoretic al fenomenului reacţiei, se expun cele mai uzuale metode de calcul şi se deduc expresiile de calcul necesare ş.a.m.d.

În acest fel se elimină necesitatea trimiterii la alte lucrări — trimiterea făcîndu-se cel mult la anexe sau la alte probleme din cuprinsul acestei lucrări — ceea ce uşurează foarte mult urmărirea raţionamentelor şi contribuie la crearea unei metode unitare de tratare a teoriei şi problemelor de maşini electrice; în cursul rezolvării problemelor, chiar pe baza valorilor calculate, se fac o serie de observaţii sau comentarii importante care aduc completări teoriei (ca de exemplu la problema 1.7.6 privind comutaţia într-un motor de c.a. monofozat serie cu colector sau la problema 2.1.5 privind regimul nesimetric al unui transformator trifazat ş.a.).

De asemenea, din domeniul funcţionării în paralel a maşinilor electrice, ne-am oprit asupra primelor două probleme tratînd funcţionarea maşinilor sincrone.

După enunţarea clară a problemelor — unui generator sincron avînd anumiţi parametri se cere să i se determine curba oscilaţiilor proprii în ipoteza că este conectat la bare de putere infinite, cu şi fără considerarea fenomenului de amortizare, în prima problemă, aceluiaşi generator se cere să i se determine curba vitezei şi a oscilaţiilor pendulare în regimul forţat creat de motorul de antrenare în condiţiile funcţionării singur pe sistem sau cuplat la bare de putere infinită, precum şi determinarea volantului necesar pentru obţinerea unei funcţionări îmbunătăţite, în a doua problemă — se fac unele consideraţii cu caracter general asupra funcţionării maşinii sincrone în astfel de regimuri, pornindu-se de la ecuaţiile de funcţionare; se analizează fiecare termen din expresia cuplurilor specifică fiecărui regim de funcţionare impus şi numai în final se trece la rezolvarea numerică a problemei.

Fără îndoială că cele două probleme sînt atît de strîns legate între ele încît rezolvarea uneia necesită şi urmărirea modului de tratare a celeilalte aşa încît în final, pe lîngă obţinerea unei imagini mai precis conturate asupra modului de funcţionare în paralel a maşinilor sincrone, apare posibilitatea rezolvării oricăror probleme similare din domeniul respectiv.

Sau dacă ne oprim numai asupra cîtorva probleme privind comportarea maşinilor electrice în exploatare, constatăm cu cîtă grijă au fost alese cazurile prezentate, rezolvarea lor conducînd la soluţiile concrete adoptate practic.

Aşadar, lucrarea constituie în ansamblu o unitate desăvîrşită, autorul reuşind în mod strălucit să prezinte unitar o tematică extrem de complexă.

Tratînd cele mai diverse aspecte ale maşinilor electrice ca principii de funcţionare, comportarea în exploatare în diferite condiţii, elemente de calcul şi proiectare, lucrarea interesează un cerc foarte larg de cititori.

Un merit deosebit al lucrării constă în aceea că foloseşte în rezolvarea multor probleme rezultatele celor mai recente cercetări ştiinţifice.

Bibliografia extrem de bogată, cuprinzînd lucrări remarcabile, completează această lucrare valoroasă.

Prin modul de prezentare al celor două volume, un merit deosebit revine Editurii tehnice care contribuie astfel la realizarea în condiţii optime a unei lucrări aşteptate cu deosebit interes spre mulţumirea tuturor cititorilor săi.

A. Moraru şi *P. Oprişan*

CZ 621.315.6

MARIANA MIHĂESCU. **Răşini epoxidice folosite în electrotehnică**. Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

Răşinile epoxidice au în ultimul timp o largă aplicare ca izolanţi în electrotehnică, şi anume la realizarea de : transformatoare de măsură cu izolaţie solidă în loc de ulei, izolatoare de medie şi înaltă tensiune, camere de stingere ale întreruptoarelor, celule capsulate de înaltă tensiune, colectoare şi inele colectoare la maşini electrice, izolare de înfăşurări ale maşinilor electrice, siguranţe fuzibile de joasă tensiune, manşoane şi cutii terminale pentru cabluri, circuite electronice înglobate în masă comună etc. Aceste răşini sînt substanţe polimere, fluide, vîscoase sau solide, care conţin unul sau mai mulţi oxizi interni (grupe epoxi); fiind termolabile, spre a deveni electroizolanţi utilizabili. sînt tratate cu agenţi de întărire bazici şi acizi, obţinîndu-se astfel substanţe termostabile, insolubile şi rezistente la acţiunea agenţilor chimici.

Alegerea tipului de întăritor este de o deosebită importanţă, deoarece aceasta influenţează atît tehnologia prelucrării, cît şi proprietăţile produsului finit. Folosirea în electrotehnică a răşinilor epoxidice astfel tratate se datoreşte unui cumul de însuşiri pe care nu le au alte răşini : rigiditate dielectrică mare, duritate mare, rezistenţă mecanică satisfăcătoare, prelucrabilitate uşoară etc.

În această lucrare, în afara prezentării proprietăţilor acestor izolanţi, se dă o atenţie deosebită tehnologiei turnării răşinilor şi utilajului necesar folosirii şi aplicării lor. De asemenea, se insistă asupra răşinilor de impregnare şi adezivilor; în capitolul final sînt prezentate tipurile cele mai noi de răşini epoxidice.

Lucrarea se bazează pe o foarte bogată documentaţie, iar expunerea este cursivă.

Autorul a adus un real serviciu făcînd cunoscut acest produs nou şi după cum arată în prefaţă tov. academician A. Avramescu, lucrarea răspunde cerinţelor unui cerc larg de specialişti, chimişti, electricieni şi tehnologi din industrie, exploatare şi din învăţămîntul tehnic.

Soare Dumitru

CZ 621.316.57.064.31/34.001.4

Încercările sintetice ale întreruptoarelor (Les essais synthétiques de disjoncteurs). În : Rev. gén. de l'élect., tom. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 613—643.

Pe cuprinsul a şase articole se fac consideraţii privind încercările întreruptoarelor — după calcularea elementelor din schema electrică transpusă pe model.

1. P. Héroin. Arcul întreruptoarelor şi reţeaua de alimentare (L'arc des disjoncteurs et son réseau d'alimentation).

Se fac consideraţii asupra teoriei arcului de curenţi mari, insistîndu-se asupra situaţiilor reale întîlnite în întreruptoare. Se studiază regimul deformant introdus de arcul electric şi se prezintă unele aspecte ale regimului tranzitoriu.

2. N. Schektman. Metode de încercări sintetice (Les méthodes d'essais synthétiques).

Pentru încercările sintetice ale întreruptoarelor se foloseşte o sursă puternică de curent şi tensiune înaltă. Se indică schema de principiu a încercărilor sintetice şi se arată principalele scheme folosite pentru încercări la întreruperea circuitelor electrice. Încercările pe cele 14 scheme analizate se fac cu întreruptoare pe modele la care se determină elementele pe bază unor relaţii recomandate.

3. A. Mendes. Determinarea elementelor unei scheme de încercări sintetice avînd în vedere caracteristica disjunctorului de o formă dată (Détermination des éléments d'un schéma d'essais synthétiques en vue de contraindre le disjoncteur d'une façon donnée).

Se examinează cîteva criterii ce se pot utiliza pentru definirea unui circuit de încercări sintetice. Se pune accentul pe tensiunea de revenire și se indică unele căi pentru determinarea elementelor din schemă. Pe lîngă tensiunea de revenire se prezintă și impedanța de transfer.

4. C. Marty. Întreruptoarele și statistica (Les disjoncteurs et la statistique).

Se arată că puterea de rupere a unui întreruptor pneumatic se stabilește statistic conform legii Laplace-Gauss. Se dă un mijloc practic experimental pentru determinarea a doi parametri ai ecuațiilor uzuale — cu maximum de precizie, plecînd de la o serie de verificări statistice. Se fac considerații asupra unei noi definiții a puterii de rupere și folosirii rezultatelor statistice ale încercărilor în studiul tehnico-economic al întreruptoarelor.

5. Gh. Benoist. Amenajarea unei platforme de încercări sintetice (Aménagement d'une plate-forme d'essais synthétiques).

Se descrie o platformă de încercări sintetice a întreruptoarelor folosită pentru diferențierea metodelor de încercări. Se indică schema generală a instalației, diferite elemente reale ale schemei și pupitrul de comandă.

Se dau caracteristicile aparatelor de măsură și se fac considerații asupra măsurilor de protecția muncii.

6. T. Hennebert. Comportarea întreruptoarelor de medie tensiune (M. T.) în cursul încercărilor (Le comportement des interrupteurs M. T. au cours des essais).

Se arată stadiul cercetărilor care au permis fixarea normelor de încercare atît în Franța, cît și la nivelul C.E.I. pentru întreruptoare de medie tensiune — 20 kV. Se analizează particularitățile circuitului de încercări și comportarea diferitelor tipuri de întreruptoare.

A. C.

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ. 618.1 : 621.3

Brader, C. **Cu privire la definiția electromecanicii** (Zur Definition der Elektromechanik). În : ETZ—B, nr. 10, mai 1966, p. 361—363, 6 scheme.

Datorită dezvoltării tot mai rapide a tehnicii, ne lipsește — ca și în cazul electronicii — o concepție unitară privind delimitarea electromecanicii și clasificarea ei în rîndul celorlalte discipline. În trecut, caracteristicile produselor electromecanice se caracterizau printr-o strînsă legătură între proprietățile electrice și mecanodinamice. Această concepție avea valoare pentru motoare, întreruptoare sau relee, dar neglija fișele de priză și lămpile la care joacă un rol preponderent funcțiuni mecanostatice. Apoi, electronul, avînd și el masă, este supus atît legilor electrice, cît și celor mecanice, ceea ce ar încadra electronica în electromecanică, o concepție nerealistă. Și mai confuză devine situația cînd micile relee sau microîntreruptoarele sînt deseori considerate în literatură ca elemente electronice. În institutele superioare tehnice se atribuie, pare-se, o prea mică atenție funcțiunii mecanice în construcția, respectiv fabricația produselor electrotehnice, ea fiind clasificată în rîndul mecanicii sau mecanicii fine. Trebuie ținut seamă că orice fenomen electric este legat în practică de materie.

Autorul arată lipsa de logică a unei scheme (cuprinzînd exemple de fabricate), în care sînt identificate, pe de o parte, tehnica mașinilor și energetica, iar pe de altă parte mecanica fină cu tehnica semnalizării.

Într-o schemă ameliorată dispar contradicțiile din prima schemă și se arată, de exemplu, că în energetică intră în primul rînd tehnica mașinilor (mecanica) și într-o mică măsură tehnica mecanicii fine, iar tehnica semnalizării este în cea mai mare parte mecanică fină și într-o mică măsură mecanică.

După alte două scheme parțiale (una privind mecanica și alta electrotehnica) urmează clasificarea definitivă (o schemă în trei dimensiuni) cuprinzînd toate produsele mecanice și electrice. Schema este ilustrată prin exemple, arătîndu-se, de exemplu, că din combinația mecanicii fine cu electrotehnica rezultă domeniul electromecanicii. Articolul are ca scop să deschidă orizonturi noi pentru continuarea discuțiilor internaționale care vor urma.

G. C.

CZ 621.3.049.75.002 : 621.793.32

Krämer, I. **Un nou procedeu sumativ pentru confecționarea circuitelor imprimate** (Neues additives Verfahren zum Herstellen gedruckter Schaltungen). În : ETZ-B, nr. 10, mai 1966, p. 357—360, 4 fig.

Pentru realizarea circuitelor imprimate, o primă metodă — care nu a ajuns la un grad deosebit de importanță — constă în aplicarea pe o placă izolantă a materialelor conductoare sub formă de praf metalic amestecat cu un lac special. Dificultățile tehnologice au determinat renunțarea la această metodă și la aplicarea unui sistem constînd în acoperirea totală cu un strat de cupru al unei plăci purtătoare (izolante) și în înlăturarea ulterioară a cuprului neutil (cu ajutorul eroziunii), pe placa izolantă rămînînd doar circuitele propriu-zise.

La procedeul aditiv „CC4" dezvoltat de firma americană Photo Circuits Corp. urmele (traseul) viitoarelor circuite electrice se aplică pe o placă izolantă cu ajutorul unui catalizator. Apoi placa se introduce într-o baie chimică de cupru. Acesta se depune pe placa izolantă însă numai pe catalizator, formînd astfel circuitele de cupru necesare. Cuprul se poate depune în straturi oricît de groase. Procedeul constă doar în operații chimice, fără intervenția curentului electric, iar cuprul depus este deosebit de pur și foarte ductil. Schemele electrice se pot aplica pe ambele fețe ale plăcii izolatoare, legăturile dintre cele două fețe fiind realizate prin găuri în placa izolantă, acoperite și ele cu catalizator, pe care se depune cuprul. O fotografie ne arată un astfel de exemplu, unde placa purtătoare este din tablă de oțel acoperită pe ambele părți cu rășină epoxidică. Se descriu condițiile puse băii de cupru astfel ca metalul să se depună doar pe părțile acoperite de catalizator. Se dau avantajele privind plăcile purtătoare, care la acest sistem pot avea orice formă — nu numai plană — lăsîndu-se și o mai largă varietate a materialului lor. Grosimea circuitelor de cupru poate fi și ea redusă față de alte sisteme.

Autorul încheie arătînd posibilitățile acestei metode, în special la realizarea schemelor imprimate în mai multe straturi.

G. C.

CZ 538.11 : 537.12 : 621.3.011

Lehman, P. **Interacțiunea electromagnetică** (Interactions électromagnétiques). În Rev. gén. Élect., tom. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 605—612, 12 fig.

După o introducere succintă în care se arată stadiul cercetărilor în problema interacțiunii electromagnetice, se fac considerații asupra următoarelor probleme :

— proprietățile electronilor, fotonilor, leptonilor ;
— experiența de difuziune a electronilor ;
— factorul de formă ;
— electrodinamica cuantică.

Se fac considerații asupra efectului Compton și asupra interacțiunii particulelor elementare electron-foton-lepton. Difuziunea particulelor elementare se ilustrează cu o serie de diagrame care arată că interacțiunea electromagnetică este slabă între proton-electron și ea poate fi calculată. Se prezintă aspectele inedite ale electrodinamicii cuantice în pri-

vinţa relaţiilor de calcul al forţelor de interacţiune şi se dau diagrame care arată polarizarea în vid. Se fac consideraţii asupra efectului Lamb, arătîndu-se limitele de valabilitate a legilor din electrotehnică în domeniul microcosmului.

A. C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.291.045.32

Schier, W. **Curenţi continui unipolari la arborii maşinilor autoexcitate** (Selbsterregte unipolari Gleichströme in Maschinewellen). In: ETZ—A **86**, nr. 23, 1965, p. 737—741, 12 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

Se arată că o maşină cu flux magnetic remanent axial se poate autoexcita în momentul trecerii prin zero al tensiunilor continue unipolare slabe ale arborelui, care pot atinge valori de cîţiva volţi, dar şi curenţi de mii de amperi.

Fenomenele sînt studiate pe un model experimental şi rezultatele încercărilor sînt date sub formă de grafice, oscilograme şi tabele.

V. L.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.2.014.32

Leh, V. şi Tîrminski, L. **O nouă metodă de indicare a defectelor la încercarea transformatoarelor la rezistenţă dinamică** (Noviimetod indicaţii povrejdenii pri ispîtanii transformatorov na dinamicescuiu procinosti). În: Electricestvo **87**, nr. 1, 1966, p. 77—81.

Se prezintă o nouă metodă de indicare a deteriorărilor transformatoarelor la încercarea de rezistenţă la solicitări dinamice, denumită metoda impulsurilor repetate de joasă tensiune. Metoda permite să se depisteze chiar şi deformaţii mici ale bobinajului, dînd indicaţii asupra naturii şi locului defectului. Metodele cunoscute pînă acum nu pun în evidenţă decît defecte mari ca: scurtcircuite între spire, ruperea conductorului, puneri la masă sau o deplasare foarte mare a spirelor. Aceste metode sînt prevăzute în majoritatea standardelor şi constau din: oscilografierea curentului şi tensiunii, măsurarea tensiunii de scurtcircuit, a rezistenţei de izolaţie, a rezistenţei înfăşurărilor, a raportului de transformare, a tensiunii şi curentului de mers în gol înainte şi după încercare.

Din cauză că aceste metode nu au o sensibilitate mare s-au propus şi alte metode care au la bază măsurarea unor mărimi legate de cîmpul radial de dispersie, care au sensibilitate mare, dar sînt laborioase, şi metode care au la bază măsurarea armonicilor superioare ale curentului de mers în gol, care de asemenea s-au dovedit a nu da indicaţii precise asupra defectelor.

Metoda propusă se bazează pe înregistrarea undei de impuls de joasă tensiune, înainte şi după încercare. Pentru demonstrarea sensibilităţii metodei s-au provocat deplasări ale bobinei de aproximativ 6 mm, care s-au reflectat imediat în forma undei de impuls.

Metoda nu este laborioasă şi este suficient de sensibilă. Amplitudinea impulsurilor poate fi de ordinul a 500—1 000 V. Durata unor astfel de măsurări pentru toate fazele nu durează mai mult de 10 min. Dacă defectul este pe înfăşurarea nescurtcircuitată, sensibilitatea undei scade.

G. N.

CZ 621.314.011.4.001.24

Borovkov, E. I. **Teoria şi calculul capacităţilor parazite ale transformatoarelor** (Teoria i rascet parazitnîh ankostei transformatorov). În: Electricestvo, nr. 5, mai 1966, p. 45, 3 fig., 3 ref. bibl.

După ce se face o scurtă prezentare a problemei, arătîndu-se importanţa capacităţilor parazite ale transformatoarelor, se scot în evidenţă scopul articolului şi relaţiile de calcul, fără a se face demonstraţii laborioase. Se analizează apoi trei tipuri de transformatoare, dîndu-se relaţii de calcul atît pentru tensiunea primară, cît şi pentru cea la bornele secundarului.

Schemele echivalente au forma simplă şi cuprind capacităţile parazite.

Punîndu-se în evidenţă modul de calcul al energiei electromagnetice care trece prin circuitul inductanţă-capacitate se deduce relaţia de calcul al capacităţii parazite care apare în paralel cu inductanţa de scăpări a transformatorului.

Calculul numeric efectuat pe baza a trei scheme caracteristice arată mărimea capacităţilor parazite de (48÷133) nanofarazi şi scoate în evidenţă modul relativ simplu de aplicare în practică a relaţiilor deduse pentru capacităţile parazite ale transformatoarelor.

A. C.

CZ 621.314.2+621.319.3.014.32

Leites, L. U. **Curenţii în conductoarele în paralel din înfăşurările transformatoarelor şi reactoarelor** (Toki v parallelnîh vetviah obmotoc transformatorov i reactorov). În: Electricestvo **87**, nr. 2, 1966, p. 36—42.

În anumite cazuri apar curenţi de circulaţie în conductoarele în paralel, care produc pierderi suplimentare mari în înfăşurare şi pot conduce la încălziri locale exagerate. Sistemul real de curenţi care circulă prin conductoare poate fi privit ca sursa a doi curenţi, a curentului de sarcină şi a curentului de circulaţie. Metoda dată pentru calculul acestor curenţi pentru cazuri întîlnite în practică dă o suficient de exactă valoare a curentului de circulaţie şi permite rezolvarea unor cazuri similare care se pot ivi. Metoda de calcul dată este ilustrată cu exemple de calcul. În proiectarea transformatioarelor şi reactoarelor trebuie avută neapărat în vedere problema curenţilor de circulaţie, la calculul cărora trebuie să se ţină seamă de impedanţa totală a circuitului considerat. Se indică măsuri practice pentru a se evita, pe cît posibil, apariţia acestor curenţi. Se impune, de asemenea, măsurarea curenţilor de circulaţie fie pe prototip, fie pe modele, deoarece nu întotdeauna prin calcul se poate ţine seamă de toţi factorii care influenţează acest proces complicat. În măsurarea curenţilor este necesar să se folosească aparate cu o rezistenţă internă cît se poate de mică pentru a nu introduce erori de măsură. Se recomandă ca aceste instrumente să aibă rezistenţa mai mică de $1 \cdot 10^{-4}\Omega$ pentru 15 A şi $5 \cdot 10^{-5}\Omega$ pentru 30 A.

G. N.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.61.011.2.08

Stavrakev, J. A. **Măsurarea rezistenţelor specifice ale dielectricilor prin metodele de punete** (Ob izmerenii udelnîi soprotevlenie dielectricov mostovîmi metodî). În: Electricestvo, nr. 5, mai 1966, p. 31—36, 7 ref. bibl., 10 fig.

Se indică relaţii de calcul al tensiunii ce apare la bornele condensatoarelor puse sub o diferenţă de potenţial şi se determină sarcina condensatorului examinat. Se arată principiul de măsurare a rezistenţei specifice a diferitelor tipuri de dielectrici, indicîndu-se aparatura necesară în acest scop. Se analizează o serie de scheme în punte adecvate pentru măsurarea rezistenţei specifice a dielectricilor. Astfel, se supun analizei schemele în punte avînd braţele formate numai din impedanţe şi scheme la care apar şi două capacităţi pe unele braţe. În ambele situaţii, pe diagonala opusă alimentării se conectează o impedanţă în primul caz şi o rezistenţă activă în cel de-al doilea caz. Se mai examinează însă trei situaţii cu braţe suplimentare în paralel cu braţele iniţiale ale punţii preconizate. De fiecare dată se determină relaţia de calcul al tensiunilor ce trebuie aplicată diferitelor tipuri de dielectrici astfel încît să se pună în evidenţă rezistenţa lor specifică cu erori, practic, neglijabile. Se arată experimentările efectuate şi se indică avantajele şi neajunsurile schemelor în punte studiate.

A. C.

CZ 621.315.616.9 : 621.316.57.027.3

Hollmann, F. **Fabricaţia şi construcţia elementelor de răşină turnată pentru aparataj de înaltă tensiune** (Fertigung und Konstruktion von Tiesshazteilen für Hochspannungs—Schaltgerate). În: ETZ-B, nr. 35, dec 1965, p. 839—842, 9 fig.

Autorul atrage atenţia asupra dezavantajelor vechilor materiale izolante, uleiul şi aerul, arătînd că la utilizarea oricăruia dintre acestea mai avem nevoie de încă un izolator (izolatoare suport) dintr-un material solid, care să separe circuitele fazelor, unul faţă de celălalt sau faţă de carcasă. Apoi, în cazuri de scurtcircuite, cîmpurile electromagnetice (care tind a distruge aparatura) sînt mai greu de stăpînit, deoarece la constante dielectrice diferite liniile cîmpului se frîng pe linia de atingere a celor doi izolanţi. În plus, construcţiile cu vechile materiale izolante (uleiul şi aerul) erau scumpe şi solicitau spaţii mari.

Din aceste considerente se recurge tot mai mult la răşinile epoxidice turnate. Este vorba de răşini multicomponente, care printr-un anumit proces tehnologic se solidifică la cald sau la rece. Urmează amănunte de fabricaţie (eliminarea aerului din material, călirea etc.) şi de încercare a materialului şi a produselor finite. Astfel, un izolator suport pentru 10 kV este supus la o tensiune de încercare de 42 kV. De asemenea, o siguranţă de joasă tensiune pentru intensitate ridicată, pe lîngă obişnuitul control electric, se examinează şi cu raze Roentgen.

În încheiere se arată că la construcţia aparatelor din astfel de răşini, anumite părţi metalice — care în trecut se ataşau la partea izolantă prin şuruburi sau alte dispozitive de fixare — sînt introduse acum în timpul turnării în masa lichidă de răşină, reducîndu-se astfel considerabil dimensiunile acestor aparataje (transformatoarele de măsură şi siguranţele de mare intensitate şi joasă tensiune). Astfel, o instalaţie de conexiune pentru 10 kV solicită doar 10% din spaţiul pe care l-ar fi necesitat în cazul utilizării vechilor izolanţi.

Gh. C.

CZ 621.318 *Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor*

CZ 621.318.22.004

Gerling, Wolfgang. **Domenii noi de utilizare a magneţilor permanenţi** (Neue Anwendungsgebiete für Dauermagnete). În: Electrotechn. Anz., nr. 34, dec 1965, p. 19—23, 13 fig., 1 tab.

După ce se analizează caracteristicile generale ale magneţilor permanenţi se stabilesc relaţii ce leagă cîmpul magnetic de permeabilitate şi de inducţie. Cu ajutorul unei noi metode se determină energia cîmpului magnetic în lipsa ciclului histerezis. Pentru analizarea practică a performanţelor magneţilor permanenţi se utilizează atît caracteristica de magnetizare, cît şi relaţia de legătură dintre inducţie şi energia cîmpului magnetic. Se arată modul de trecere fără erori sensibile — pe cale grafică de la caracteristica de magnetizare la cea a legăturii inducţie-cîmp.

Domeniile de utilizare a magneţilor permanenţi depind de caracteristica cîmpului magnetic, respectiv de produsul dintre inducţia magnetică şi intensitatea cîmpului magnetic. Valoarea maximă a produsului (B.M.) poate să ajungă la $(3,7-4,4)\cdot 10^6$ G Oe. Se prezintă apoi părţile constructive ale magneţilor permanenţi cu (1—4) perechi de poli. Se indică aplicaţiile magneţilor permanenţi studiaţi, în special la micromotoare care pot funcţiona şi ca generatoare. Tensiunea unor asemenea maşini variază între (56 şi 220 V) la turaţii de 10 000 rot/min şi puteri de 500 W. Se arată perspectiva lărgirii domeniilor noi de folosire a unor instalaţii cu magneţi permanenţi.

A. C.

CZ 621.319.4 *Condensatoare*

CZ 621.319.4.001.12

Bourdon, R. **Progrese recente în fabricarea condensatoarelor de forţă** (Progrès récents dans la fabrication des condensateurs de puissance). În: Rev. gén. Élect., tom. **74**, nr. 12, dec 1965, p. 1037—1046, 16 fig., 3 tab., 6 ref. bibl.

Se analizează factorii care au contribuit în ultimul timp la îmbunătăţirea radicală a indicilor tehnico-economici ai condensatoarelor pentru îmbunătăţirea factorului de putere. În primul rînd, materialul de impregnare, care în construcţiile moderne este numai de tip clorurat, înlocuind complet uleiul mineral. Permitivitatea relativă (ε) a unor materiale sintetice clorurate ajunge pînă la valoarea de 6,3 (pentru tipul Pyralène 1 500) faţă de uleiul mineral care are numai 2,2. De unde şi (ε) la hîrtia impregnată cu materiale clorurate ajunge pînă la 6,2. Se apreciază că pragul de ionizare a condensatoarelor cu materiale clorurate este mai ridicat decît la condensatoarele cu ulei mineral.

Hîrtia de condensator se tinde a fi fabricată cu un grad de puritate ridicat şi cu un număr redus de puncte conductoare pe suprafaţă. Cît priveşte densitatea, întrucît pierderile dielectrice cresc o dată cu densitatea, se lucrează cu hîrtii cu $\gamma = 0,8-0,9$ g/cm³, la condensatoare impregnate cu materiale clorurate. Este drept că rigiditatea dielectrică a hîrtiei scade cu reducerea densităţii, însă la condensatoarele impregnate cu materiale clorurate, datorită mărimilor apropiate ale lui ε pentru hîrtie şi material de impregnare, gradienţii de potenţial se repartizează aproape egal asupra celor două componente ale dielectricului.

Gradienţii de potenţial folosiţi pînă în ultimul timp erau pînă la limita de 13 kV/mm. Datorită noilor materiale, gradienţii de potenţial au crescut pînă la 20 kV/mm. Puterea pe unitate este în continuă creştere, ajungînd pînă la 100 kVAr.

A. B.

CZ 621.319.4.027.516.001.12

Thirrot, A. **Evoluţia în tehnica condensatoarelor de forţă de „medie tensiune", utilizate în Franţa** (Évolution dans la technique des condensateurs de puissance „moyenne tension", utilisés par Électricité de France). În: Rev. gén. Élect., tom. **74**, nr. 12, dec 1965, p. 1047 — 1054, 10 fig., 8 tab., 21 ref. bibl.

În perioada 1950—1957, în sistemele energetice din Franţa se montau baterii de condensatoare compuse din elemente cu putere unitară de 20 kVAr. În anul 1961, s-au folosit baterii cu condensatoare de cîte 30 kVAr, iar din anul 1963 se tinde să se folosească unităţi de cîte 50 kVAr. Se analizează aceste trei tipuri de condensatoare, respectiv: 20, 30 şi 50 kVAr din punctul de vedere al caracteristicilor tehnice, respectiv al indicilor tehnico-economici. Se constată că tipul de 50 kVAr are greutatea specifică cea mai scăzută, respectiv 0,7—0,8 kg/kVAr, faţă de 1—1,15 la 30 kVAr şi 1,25—1,5 la 20 kVAr. În schimb se constată că temperatura punctului cel mai cald din interiorul condensatoarelor la temperatura mediului ambiant de 40°C şi sub tensiune nominală este de circa 63—69°C pentru condensatorul de 20 kVAr, crescînd la 66—73°C pentru unitatea de 30 kVAr şi ajungînd pînă la 79—85°C la condensatorul de 50 kVAr. În aceeaşi proporţie se găseşte şi limita stabilităţii termice în funcţie de tensiunea nominală (la 45°C). Astfel, la tipul de 20 kVAr, această limită este de 2 U_n, la 30 kVAr scade la $1,5 \div 1,7\ U_n$, iar la 50 kVAr ajunge la $1,3 \div 1,5\ U_n$.

În concluzie, se tinde la creşterea puterii pe unitate şi totodată se cere să se realizeze condensatoare cu stabilitatea tehnică îmbunătăţită.

A. B.

CRONICĂ

CZ 061.3 : 621.3(498.11)IPB

Cea de-a X-a sesiune științifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București

În zilele de 27—29 mai 1966 a avut loc sesiunea de comunicări a cadrelor didactice ale Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej". La această sesiune s-au prezentat 433 de lucrări științifice repartizate pe 27 secții de specialitate. Majoritatea lucrărilor au avut un nivel superior față de nivelul celor prezentate în anii precedenți. Multe lucrări au cuprins și partea experimentală, iar altele au rezolvat probleme teoretice de un interes științific deosebit.

Discuțiile purtate în secții au scos la iveală calitățile remarcabile ale unor lucrări, fondul lor original și aplicabilitatea imediată sau într-un viitor apropiat, în producție, a concluziilor la care au ajuns colectivele de cercetători. Totodată s-au subliniat aspectele cercetării științifice aplicate și fundamentale desprinse din structura comunicărilor discutate în cadrul sesiunii științifice.

În secțiile de „Electrotehnică, Măsuri și aparate și Mașini electrice" s-au prezentat 56 de lucrări, dintre care menționăm :

1. *I. S. Antoniu* și *M. Leon* : Analiza regimului deformant al unui sistem fizic utilizînd calculatorul analogic. Se realizează un model electronic pe un calculator analogic, care permite determinarea caracteristicilor regimului deformant.

2. *V. Hortopan* : Observații asupra echivalenței dintre sistemele electrice și mecanice. Pe baza schemelor electromecanice se scriu și se rezolvă ecuațiile diferențiale ale circuitelor electrice cuplate cu cele mecanice și se arată aplicarea în construcția de aparate.

3. *A. Crăciunescu* : Scheme echivalente și problema transfigurării rețelelor de caracteristică neliniară.

4. *M. Ceapîru* : Asupra aplicării metodei grafurilor în sinteza rețelelor electrice corectoare.

5. *E. Simion* : Circuitul serie dublu ferorezonant la variația frecvenței tensiunii de alimentare și a rezistenței de pierderi.

6. *R. Răduleț* și *C. Nemoianu* : Repartiția curentului electric de aducție în plăci la sudarea lor prin puncte. Se prezintă teoria propagării cîmpului electromagnetic în plăci la sudarea prin puncte, se determină puterea aparentă necesară sudării și se dă un exemplu numeric privind sudarea prin puncte a tablelor de oțel nealiat.

7. *A. Țugulea* și *I. Ciric* : Cîmpul magnetic staționar al conductoarelor drepte cu secțiune eliptică. Se dă soluția exactă a cîmpului magnetic produs în regim cvasistaționar de un conductor cilindric de secțiune eliptică și în formă de coajă eliptică parcurs de curent, aplicîndu-se metoda separării variabilelor.

8. *C. Mocanu* : Condițiile pe frontieră ale cîmpului electromagnetic pentru conductoare cu muchii. Se stabilesc pentru regimul armonic permanent nestaționar și cvasistaționar condițiile suplimentare pe care trebuie să le verifice soluțiile pe muchiile și colțurile suprafețelor.

9. *V. Iordăchescu* : Determinarea constantelor de propagare a undelor electromagnetice în coji cilindrice conductoare străbătute axial de particule încărcate.

10. *A. Cupșa* : Curenți turbionari tranzitorii în circuite magnetice neomogene ecranate.

11. *V. Bunea* : Soluționarea ecuațiilor lui Maxwell în medii feromagnetice și regim cvasistaționar. Se dă soluția exactă fără nici o ipoteză simplificatoare a ecuațiilor lui Maxwell în medii feromagnetice prin tehnica „ecuațiilor cu timp continuu—spațiu discret".

12. *F. Stănciulescu* și *A. Susea* : Probleme privind oscilațiile electromagnetice neliniare rezolvate cu ajutorul calculatorului. Se prezintă modelul matematic al oscilațiilor neliniare ale sistemelor electromagnetice care cuprind circuite neliniare în medii semiconductoare.

13. *A. Țugulea* : Reactanțele de dispersie și rezistențele în curent alternativ ale barelor cu profile complexe din rotoarele mașinilor asincrone în scurtcircuit. Utilizînd potențialul vector al cîmpului magnetic, se determină cîmpul electromagnetic, reactanțele de dispersie și rezistențele în curent alternativ ale unor bare cu profile complexe din rotoarele motoarelor asincrone în scurtcircuit.

14. *A. Țugulea* și *C. Ionescu* : Studiul teoretic și experimental al permeanței unui întrefier cu crestături semicirculare. Folosindu-se metoda încadrării, se determină expresiile permeanței magnetice pentru întrefier cu crestături semicirculare. Rezultatele se verifică pe modele electrocinetice.

15. *L. Bompa* : O tratare tridimensională a cîmpului electromagnetic din cuplajul asincron.

16. *C. Mocanu* : Efectul pelicular într-un diedru conductor.

17. *A. Millea* : O metodă de calcul al dispersiei în circuite magnetice cvasifiliforme. Se deduce o ecuație integrodiferențială a fluxului util dintr-un circuit magnetic cvasifiliform și se determină inductanțele de dispersie ale unor înfășurări bobinate neuniform pe un miez toroidal.

18. *A. Timotin* : Parametrii lineici tranzitorii ai liniilor aeriene cu pierderi în prezența pămîntului. Prin integrarea ecuațiilor cîmpului magnetic transversal al unei linii aeriene multifilare cu conductoare subțiri în prezența solului slab conductor — cu ajutorul potențialului magnetic vector—se calculează inductivitățile lineice tranzitorii proprii și mutuale.

19. *I. S. Antoniu*, *I. Adămuț* și *D. I. Nicolaie* : Determinarea timpului de răspuns pe modelul unei linii fără pierderi, cu un singur conductor, cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice și cifrice.

Partea experimentală s-a efectuat pe calculatorul analogic MECAN II, iar rezultatul obținut pentru timpul de răspuns s-a verificat cu cel obținut pe un calculator cifric în baza unei formule deduse de autori.

20. *I. S. Antoniu* și *S. Antoniu* : Răspunsul tranzitoriu pe o linie lungă și un lanț de cvadripoli, satisfăcînd condițiile lui Heaveside. Se dă o soluție în cazul unei linii lungi fără distorsiuni îndeplinind condiția lui Heaveside, cînd parametrii sînt uniform repartizați și, respectiv, concentrați.

21. *Gh. Hortopan* și *Gh. Titz* : Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneții de curent alternativ. Se expun metode generale de calcul pentru spira în scurtcircuit, extinzîndu-se asupra electromagneților (U), (T), (E) folosiți, frecvent în construcția aparatelor electrice.

22. *V. Panaite*, *Gh. Titz* și *V. Trușcă* : Considerații asupra spirei în scurtcircuit la mecanismele de inducție. Se stabilește o relație pentru cuplul electromagnetic de rotație în funcție de parametrii spirei și se indică defazajul dintre fluxurile ecranate și neecranate corespunzătoare cuplurilor de rotație maxime.

23. *Ersch Helmut* : Scheme de ondulator cu circuit oscilant utilizînd contactul alunecător.

24. *A. Cupșa* și *Gh. Tănase* : Contribuții la studiul funcționării și calculele unui modulator magnetic lucrînd ca traductor de deplasare.

25. *A. Moraru* : Asupra caracteristicilor unor logometre magnetoelectrice cu bobine încrucișate sub unghi mic.

26. *V. Trușcă* : Observații asupra calculului contactorului electromagnetic de curent continuu cu circuit ramificat prin lagăre.

27. *A. Popescu* și *P. Manolescu* : Un comutator plan rotativ pentru ridicarea ciclului de histerezis cu permeametrul Iliovici. Se prezintă un comutator cu pîrghie rotativ care permite trasarea corectă a ciclului de histerezis în regiuni

unde inducția și cîmpul magnetic sînt de semne contrare, eliminîndu-se astfel inconvenientele comutatorului Iliovici.

28. *T. Teitel*: Tahimetru digital de alunecare.

29. *C. Popescu* și *C. Lefter*: Măsurarea caracteristicilor electrice ale dielectricilor lichizi-celule pentru măsurarea permitivității și tgδ. Se prezintă modul de alegere a tipului de celulă care permite efectuarea unor determinări corecte pentru permitivități și tgδ. Celulele au fost confecționate în institut și urmează să fie extinse în laboratoarele uzinale pentru studiul uleiurilor minerale și sintetice (de tip askarel) pentru transformatoare și condensatoare.

30. *S. Călin*: Releu de impendață mixtă funcționînd pe principiul comparării amplitudinilor. Se expune principiul de realizare a unui releu de impendanță mixtă cu o caracteristică liniară în planul impedanțelor, obținută prin compararea unor curenți redresați cu ajutorul unui releu polarizat.

31. *A. Popescu*: Asupra condițiilor de echilibru ale punții Wheatstone cu inductivități mutuale. Se reconsideră calculul condițiilor de echilibru ale punții Wheatstone în curent alternativ, la care fiecare ramură prezintă un cuplaj inductiv cu toate celelalte ramuri.

32. *C. Cruceru, P. Pascal* și *V. Soroagă*: Studiul critic cu privire la masele de impregnare a cablurilor electrice de forță cu izolație de hîrtie de 1—20 kV.

33. *C. Apetrei*: Determinarea pierderilor suplimentare în miezurile feromagnetice ale transformatoarelor de putere. Se determină repartiția spațială a cîmpului axial de scăpări în cazul transformatoarelor de putere, calculîndu-se pierderile suplimentare cu relații deduse într-o formă ușor de aplicat în proiectare.

34. *I. Babuția*: Asupra dependenței pierderilor suplimentare de întrefierul mașinii asincrone.

35. *C. Bălă:* Pierderile suplimentare în înfășurările transformatoarelor de putere cu conductoare plate sau folii. Se stabilesc relații de calcul pentru pierderile suplimentare determinate și de componenta radială a cîmpului magnetic de scăpări. Se stabilesc dimensiunile axiale critice ale conductoarelor pînă la care majorarea secțiunii este eficientă pentru reducerea pierderilor.

36. *V. Chioreanu*: Studii experimentale asupra caracteristicilor și posibilităților de utilizare în construcția mașinilor electrice a unor bitumuri de Derna-Tătăruș.

37. *V. Berinde* și *I. Soare*: Aprecierea duratei de funcționare a schemelor de izolație ale mașinilor electrice de joasă tensiune cu puteri sub 100 kW.

38. *D. Niculescu*: Criomașinile electrice. După prezentarea legilor care acționează asupra conductibilității metalelor la temperaturi joase se arată că aluminiul și beriliul se pot folosi dacă se răcesc cu hidrogen, respectiv azot lichid. Soluția mai economică rezultă cînd se utilizează beriliul și azotul lichid. Se dă ecuația pierderilor totale pentru stabilirea temperaturii optime de funcționare.

39. *B. Oprendeck*: Metodă pentru controlul statistic final al fabricației în serie de motoare asincrone.

40. *V. Raicu* și *S. Bucurenciu*. Contribuții la studiul magnetic static al mașinilor cu poli în formă de ghiară de grosime mică. Se determină cîmpul magnetic static din mașinile electrice cu folii în formă de ghiară de grosime redusă prin integrarea ecuației cîmpului în medii liniare neomogene pe porțiuni și anizotrope.

41. *Toma Dordea*: Considerarea pierderilor în fier în ecuațiile din teoria celor două axe ale mașinilor electrice.

42. *A. Cîmpeanu*: Cuplul electromagnetic al mașinii sincrone în cazul considerării și al pierderilor în fier.

43. *C. Bălă* și *A. S. Diculescu*: Cîmpul și reluctanța de scăpări a transformatoarelor monofazate cu înfășurările dispuse pe două coloane distincte. Se prezintă o metodă de calcul al cîmpului și al reluctanței de scăpări pentru transformatoarele de reglaj și cele de sudură și se verifică experimental relațiile deduse.

44. *A. Fetița*: Expresii de calcul al factorului de înfășurare.

45. *M. Bîrgăuanu* și *D. Crețu*: Durata limită a saltului de sarcină și a căderii de tensiune admisibilă la motorul sincron ca funcție de unii din parametrii interni.

46. *S. Toader*: Influența reglării excitației în funcție de unghiul intern asupra stabilității dinamice a mașinii sincrone.

47. *V. Nedelcu*: Cercurile limită. de funcționare a unor serii de motoare asincrone. Se stabilește o metodă geometrică de predeterminare a limitelor de variație a parametrilor nominali ai unor serii de motoare asincrone în funcție de abaterile parametrilor de mers în gol și scurtcircuit.

48. *C. Răduț*: Calculul motoarelor asincrone bobinate cu ajutorul mașinilor cifrice de calcul.

49. *E. Nicolescu*: Considerații privind proiectarea optimă a motoarelor de curent continuu cu excitație serie destinate tracțiunii urbane, avînd în vedere caracteristicile de funcționare.

50. *A. Vasilievici*: Studiul fenomenelor tranzitorii în regim cvasistaționar la o mașină de inducție trifazată simetrică.

51. *N. Boțan, L. Sebastian* și *E. Balaban*: Considerații asupra reglării vitezei unui motor asincron cu stator mobil.

52. *N. Galan*: Cuplul de pornire la mașinile electrice cu rotor masiv și întrefier uniform.

53. *N. Galan*: Cîmpul electromagnetic al unei înfășurări parcurse de curent alternativ dispusă în întrefierul unei mașini electrice idealizate.

54. *M. Sand, A. Crăciunescu* și *Gh. Nițu*: Utilizarea amplificatoarelor magnetice serie ca generatoare de impulsie dreptunghiulare de curent. Se prezintă rezultatele experimentale privind posibilitățile de folosire a unor ferite din producția indigenă la construcția amplificatoarelor magnetice folosite drept generatoare de impulsie dreptunghiulare.

55. *L. Sebastian, N. Boțan* și *I. Olah*: Studiul posibilităților de reducere a cuplului parazit al unui selsin emițător în cazul montajului SE—ST.

56. *N. Ștefănescu*: Cu privire la funcționarea în regim tranzitoriu a selsinelor în schema indicată. Se prezintă unele probleme ale stabilității transmisiei sincrone în schema transformator cu selsine și se analizează stabilitatea în funcție de amplificatorul și servomotorul folosit.

Discuțiile purtate în secții au scos în evidență interesul manifestat de participanți față de conținutul lucrărilor prezentate; aportul lor original la dezvoltarea proiectării, construcției și exploatării aparatelor și mașinilor electrice.

A. Carabulea

Congresul IFAC de la Londra

Interesul pe care electricienii trebuie să-l acorde automaticii nu se limitează numai la aplicațiile ei în electrotehnică (de exemplu regulatoare automate ale unor mașini electrice), ci se îndreaptă în mod natural spre acele părți ale teoriei automaticii, care, prin generalitatea lor, se referă și la circuitele, mașinile, aparatele electrice, respectiv spre dezvoltarea unor metode și mijloace moderne care interesează, în general, pe inginerii și cercetătorii din electrotehnică (de exemplu, aplicarea mașinilor electronice de calcul la conducerea proceselor de producție). De aceea, urmărirea de către electricieni a progreselor automaticii este pe deplin justificată. Cum aceste progrese se oglindesc sintetic la congresele trienale ale Federației Internaționale de specialitate, o scurtă analiză a ultimei manifestări de acest fel nu va fi lipsită de folos.

Al treilea Congres IFAC — al Federației Internaționale de Reglare Automată — s-a desfășurat, conform programului prevăzut, în zilele de 20—26 iunie 1966 la Londra, organizat de Consiliul de Automatică al Regatului Unit (UK Automation Council), asistat de secretariatul IFAC și organizațiile membre. Conform noului statut (art. 2), IFAC are scopul să promoveze știința și tehnica automaticii în sensul cel mai

larg în toate disciplinele, ca în inginerie, fizică, biologie, sociologie, economie, atît în ceea ce privește teoria, cît și aplicațiile. Congresele IFAC se organizează trienal, primul avînd loc la Moscova, în 1960, al doilea la Basel, în 1963. Republica Socialistă România este membru fondator al IFAC și a fost reprezentată în Comitetul Executiv al federației, primii 6 ani, de către tov. acad. *Grigore Moisil*, tov. prof. C. *Penescu* a fost vicepreședinte al comisiei de terminologie, tov. ing. *Mihai V. Popov* și ing. *Ilie Papadache* au fost membri în comitetul de teorie, respectiv elemente.

Congresul a fost deschis în ziua de 20 iunie 1966, ora 10, de către prințul consort *Filip*, în sala mare a „Central Hall"-ului, cu participarea a 1 700 persoane. A urmat conferința acad. sovietic Trapeznicov, despre „Economia automaticii".

Congresul a fost precedat de o adunare generală a membrilor IFAC, cît și de ședințe pregătitoare ale consiliului executiv. Tov. acad. *Grigore Moisil* a fost ales în comitetul consultativ al IFAC, tov. ing. *Vasile M. Popov*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România, vicepreședinte al comitetului de teorie, iar tov. prof. *C. Penescu*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România, președinte al subcomitetului de simboluri.

Lucrările propriu-zise ale Congresului s-au desfășurat în 49 ședințe tehnice de lucru, unde s-au prezentat cele peste 300 comunicări selecționate din 350 propuse de autori din 35 țări.

Din partea țării noastre au participat : din partea Academiei Republicii Socialiste România, academicienii *Grigore Moisil* și *Aurel Avramescu*, prof. *C. Penescu* și ing. *Vasile M. Popov*, membri corespondenți și ing. *L. Munteanu*, șef sector al Institutul de calcul al Filialei Cluj, de asemenea, cinci delegați din partea M.I.Ch. sub conducerea tov. director general *Toma Comănescu*, și trei delegați ai M.I.C.M. în frunte cu ing. *N. Costake*. Alte 30 de țări au fost reprezentate prin delegații la Congres astfel că numărul tuturor participanților a întrecut 1 700 persoane.

Comunicările prezentate de specialiștii români, propuse de Comisia de automatizare, acceptate de Consiliul executiv IFAC și introduse în program au fost :

Nicolae N. Costake : Criterii simple pentru optimizarea proceselor, susținută de autor în sesiunea 2, luni, 20 iunie, ora 15.

D. Damsker, V. Aldea, T. Garabet : Automatizarea complexă cu ajutorul calculatoarelor a laminorului de tablă groasă de la Combinatul metalurgic Galați, susținută de tov. *V. Aldea* în ședința 17, la 21 iunie, ora 15.

C. Penescu, V. Ionescu : Optimizarea complexă a sistemelor energetice prin reglarea frecvență-tensiune, susținută de primul autor în ședința 21, la 22 iunie, ora 10,35.

A mai colaborat un român la comunicarea *L. M. Szklarski, P. T. Degeratu, B. T. Fuolkowski* : Reglarea adaptivă a vitezei unui motor de c.c.

De menționat că expunerile tov. prof. *C. Penescu* și *N. N. Costake* au fost susținute în limba engleză, în mod liber, cu proiecții, în cele mai bune condiții, iar interesul pentru comunicări a fost viu, autorii fiind întrebați și consultați de numeroși specialiști.

Congresul a reprezentat un mare succes nu numai prin numărul mare (1 700) de participanți din 35 țări și prin atenția dată de către guvern, ci mai ales prin constatarea unanimă că :

— după primul Congres la Moscova, în 1960, și al doilea la Basel, în 1963, acesta a însemnat o creștere în volum și în importanță :

— a prilejuit stabilirea stadiului atins în diferite domenii teoretice și aplicative ale automaticii, cum și a tendințelor de dezvoltare în viitor, mai ales prin cele 11 conferințe de sinteză expuse plenului Congresului de mari specialiști ;

— a dat ocazie celor mai de seamă specialiști să ia contact personal cu colegi din alte țări, să afle adresele și preocupările lor, să obțină extrase despre lucrările lor, să obțină informații prețioase privind progresele realizate în diferite laboratoare și uzine.

Congresul a oglindit, prin numărul mare de lucrări acceptate (350) și expuse (271), interesul mereu crescînd al cercurilor de specialitate tehnico-științifice pentru progresul noii discipline, răspîndirea continuă a aplicațiilor practice la alte domenii, creșterea importanței economice și sociale a introducerii automatizării în numeroase domenii de activitate.

Situația și dezvoltarea teoriei generale sînt interesante a fi urmărite de către electricieni. Disciplinele abstracte care stau azi la baza teoriei automaticii s-au dezvoltat, în principal, în secolul al XVIII-lea de marii matematicieni care au dezvoltat calculul diferențial și integral descoperit de Newton și Leibniz, anume de Euler, Lagrange, Laplace, Cauchy, Riemann și alții. De aceea, în principiu era posibil a se construi o teorie a automaticii mult înainte de dezvoltarea, de exemplu a electrotehnicii sau a aerodinamicii.

Teoria s-a dezvoltat totuși în ultimele 4 decenii, concentrîndu-se, în principal, asupra analizei și sintezei sistemelor liniare cu circuit închis, care admit superpoziția cauzelor și efectelor. Stabilitatea acestor sisteme a devenit problema principală în această fază a teoriei, care a adus servicii mari proiectării prin dezvoltarea unor metode analitice și grafice cu scopul prestabilirii performanțelor unui sistem proiectat (ne referim la diagramele Bode, Nyquist, Nichols etc.). Totuși, în realitate nu există sisteme perfect liniare. Limitările plajei de variație a parametrilor și neliniaritatea în comportarea, cel puțin a unora din elementele unui sistem, au îndreptat atenția cercetătorilor cam de la primul Congres IFAC (1960) asupra dezvoltării teoriei sistemelor neliniare. De atunci, IFAC a înlesnit categoric circulația rezultatelor atinse în diferite țări prin contacte și discuții, contribuind la consolidarea acestei noi ramuri a teoriei.

Congresul a întrunit pe cei mai cunoscuți savanți și specialiști în domeniul automaticii și a permis să se fixeze stadiul actual în progresul automaticii. Delegații români, care au urmărit ședințele de comunicări și au dus convorbiri cu specialiștii străini, au acumulat informații pentru orientarea lucrărilor noastre în curs.

Pentru a pune la îndemîna specialiștilor noștri informațiile culese la Congres, Comisia de Automatizare va organiza în zilele de 6—7 octombrie un simpozion de comunicare a rezultatelor mai importante. De asemenea, Editura tehnică va tipări traducerea în limba română a celor mai importante comunicări de sinteză în colecția A.T.M.

Specialiștii români trebuie să-și îndrepte eforturile spre rezolvarea acelor probleme, care, fiind cerute de necesitățile majore ale economiei și industriei noastre, se situează concomitent la limita orizontului cercetat pe plan mondial, astfel ca lucrările noastre să contribuie și mai mult ca pînă în prezent la ridicarea prestigiului științei românești peste hotare.

Acad. dr. doc. șt. *Aurel Avramescu*

Sărbătorirea centenarului introducerii sistemului metric în România

Cu prilejul împlinirii a 100 de ani de la introducerea sistemului metric în România — măsură care a contribuit la înaintarea țării noastre pe drumul progresului — au fost organizate, printr-o Hotărîre a Consiliului de Miniștri, o serie de manifestări între 12—16 septembrie a.c., care să sărbătorească acest eveniment.

Astfel, în București, în sala Dalles a avut loc o ședință festivă cu prilejul acestei aniversări. La această ședință au luat parte numeroși oameni de știință, constructori de aparate de măsură, cercetători, metrologi din ministere, întreprinderi și instituții, cum și invitați de peste hotare, care activează în acest domeniu.

După cuvîntul de deschidere a ședinței festive, rostit de tov. acad. Remus Răduleț, vicepreședinte al Academiei Republicii Socialiste România, vicepreședinte al Consiliului Național al Cercetării Științifice, a luat cuvîntul tov. ing. Constantin Tuzu, director general al Direcției Generale pentru Metrologie, Standarde și Invenții, care a prezentat o substanțială conferință intitulată „100 de ani de la introducerea sistemului metric în România".

Datorită puternicii dezvoltări a industriei noastre socialiste, a modernizării ei necontenite, s-a impus realizarea de noi aparate de măsură și control de cea mai mare precizie. Astăzi, în economia noastră națională sînt utilizate 8 milioane de măsuri și aparate de măsură și control în peste 800 de tipuri.

După aceea, participanții la adunare au fost salutați de E. W. Allrwight, reprezentant al Organizației Internaționale de Metrologie Legală, de Pierre Carré, reprezentant al Biroului Internațional de Măsuri și Greutăți, de reprezentanți ai organizațiilor naționale de metrologie din R. S. F. Iugoslavia și Republica Democrată Germană.

La Institutul de petrol, gaze și geologie a fost organizată, de asemenea, o sesiune de comunicări științifice privind problemele dezvoltării metrologiei și tehnicii măsurării în Republica Socialistă România.

Tot cu acest prilej, în sala sporturilor Floreasca din Capitală, a fost organizată o expoziție a sistemelor de măsurare, unde au fost expuse diferite sisteme de măsurare care au fost utilizate în trecut în țara noastră, cum și numeroase aparate și instrumente de măsură și control de înaltă tehnicitate, realizate în anii puterii populare de către întreprinderile și institutele de specialitate din țara noastră. Această expoziție, oglindind evoluția aparatelor de măsură și a măsurilor în România, a fost urmărită cu un viu interes atît de specialiști, cît și de un public numeros.

Tot cu prilejul acestui centenar a fost realizat un film documentar cu specific metrologic.

Prezențe românești la Tîrgurile Internaționale

Tîrgurile Internaționale, devenite tradiționale, constituie prilejuri binevenite nu numai pentru expunerea de produse ale țărilor participante, produse care reflectă potențialul lor economic, gradul de dezvoltare atins, nu numai pentru încheierea de tranzacții comerciale; aceste tîrguri sînt un loc de întîlnire a numeroase personalități științifice și a specialiștilor în diferite domenii și devin, an de an, o școală a tehnicii mondiale. Ele contribuie în același timp la întărirea relațiilor existente, la extinderea colaborării între state.

La cel de-al XIII-lea Tîrg Internațional de la Damasc; la cel de-al 71-lea Tîrg de la Zagreb; la a 31-a ediție a Tîrgului de la Salonic; la a 84-a ediție a Tîrgului de la Viena; la Tîrgul de la Leipzig; la cel de-al 8-lea Tîrg de la Brno; la Tîrgul de la Plovdiv etc., pe suprafețe mult mai mari față de anii trecuți, pavilioanele țării noastre au expus produse din aproape toate ramurile economiei noastre naționale, care au demonstrat încă o dată maturitatea tehnică a colectivelor întreprinderilor în realizarea unor produse de un înalt nivel tehnic.

Și de data aceasta, întreprinderile românești de comerț exterior, „Industrialexport", „Mașinexport", „Tehnoimport", „Chimimport", „Export-lemn", „Prodexport" etc., au înfățișat sutelor de mii de vizitatori o imagine puternică a economiei noastre, a realizărilor poporului român.

Ponderea cea mai importantă pe ansamblul exponatelor a deținut-o sectorul industriei construcțiilor de mașini. Produsele românești s-au caracterizat atît prin bogata gamă de sortimente, cît și prin performanțele tehnice ale mașinilor, agregatelor, utilajelor, aparatelor expuse, fie în standuri, fie sub cerul liber.

În ramura industriei constructoare de mașini au trezit interesul vizitatorilor mașinile-unelte pentru prelucrarea metalelor și a lemnului, mașini pentru industria textilă etc. De asemenea, utilajele pentru industria electrotenhnică, pentru construcții, mașinile rutiere au stat la loc de frunte.

Instalația de foraj T—50, tractoarele universale de tipuri diferite, camioanele „Carpați" și „Bucegi", mașinile agricole, remorcile basculante, autocisternele pentru transportul combustibilului lichid, al laptelui etc., au constituit tot atîtea dovezi ale eforturilor depuse în realizarea unor produse la nivelul tehnicii mondiale.

La loc de cinste au stat exponatele industriei chimice și petroliere, ale industriei materialelor de construcție, ale industriei ușoare, care a prezentat un sortiment bogat de produse, marcînd realizările obținute în acest sector.

De un real succes s-au bucurat exponatele industriei alimentare, care a scos în evidență diversitatea de produse și calitatea lor superioară.

Mașinile, agregatele și utilajele expuse la tîrgurile internaționale au demonstrat preocuparea pentru realizarea unei cît mai înalte productivități și eficiențe economice.

De asemenea, exponatele industriei construcțiilor de mașini au arătat că în economie, în general, principala linie a progresului tehnic o constituie mecanizarea și automatizarea, că industria noastră constructoare de mașini este capabilă să mecanizeze și să automatizeze și celelalte ramuri ale economiei, corespunzînd celui mai înalt nivel al științei și tehnicii mondiale.

Participarea țării noastre la tîrgurile internaționale face posibilă cunoașterea pe scară tot mai largă a realizărilor noastre, contribuind la strîngerea tot mai mult a legăturilor dintre state și popoare.

A 35-a ediţie a Tîrgului Internaţional de la Poznan

Între 12 şi 26 iunie a.c. a avut loc a 35-a ediţie a Tîrgului Internaţional de la Poznan (Republica Populară Polonă), ediţie cu caracter jubiliar, fiind a 35-a manifestare de la înfiinţarea Tîrgului, în anul 1921.

Reflectînd dezvoltarea puternică a economiei Poloniei în anii puterii populare, Tîrgul a căpătat o tot mai mare importanţă, crescînd atît numărul ţărilor participante, suprafaţa expoziţiei, numărul exponatelor şi calitatea lor. De la 75 000 m² în 1955, suprafaţa Tîrgului a crescut în ediţia actuală la aproape 120 000 m², astăzi Tîrgul de la Poznan fiind apreciat printre cele mai importante manifestări de acest gen din lume.

Participarea la ediţia din 1966, faţă de anii trecuţi, a fost mult mai numeroasă, alături de ţările din Europa luînd parte şi ţări din Asia, Australia, Africa şi America de Sud, ridicîndu-se la 49 de ţări. Ţările socialiste prezente la actuala ediţie a Tîrgului au fost : Uniunea Sovietică, Bulgaria, Cehoslovacia, Jugoslavia, Cuba, R. D. Germană, suprafaţa totală a standurilor acestor ţări fiind de 20 000 m².

Tîrgul din acest an de la Poznan s-a caracterizat prin calitatea produselor, prin gradul înalt al nivelului tehnic al maşinilor, agregatelor, instalaţiilor, aparatelor etc.

Deosebit de bogată a fost participarea ţării gazdă, fiind edificatoare în acest sens suprafaţa ocupată de standurile acestei ţări : 51 000 m², ceea ce reprezintă o creştere de 2 000 m² faţă de ediţia anterioară.

Un deosebit interes au stîrnit standurile care au expus maşini-unelte poloneze : au fost evidenţiate strungurile pentru osii montate, produse pentru care R. P. Polonă este considerată drept una din ţările care produc aceste maşini în număr considerabil, fiind deci şi o mare exportatoare de astfel de produse.

Au atras atenţia, de asemenea, maşinile pentru construcţii şi lucrări publice, cele pentru industria alimentară, diferite maşini şi motoare electrice, o gamă variată de maşini pentru sectorul agricol.

Bine reprezentat a fost compartimentul produselor electrotehnice şi electronice care au atras atenţia datorită calităţii şi varietăţii produselor expuse. Astfel, de exemplu, în pavilionul central, ţara gazdă a expus un bogat sortiment de instrumente de măsură şi control, aparate electrice şi electronice, dispozitive de reglare, generatoare de semnal, oscilatoare etc. Printre alte exponate au atras atenţia cîteva instalaţii interesante, cum au fost masa de dispecer tip PDK construită cu elemente miniatură şi semiconductoare, o staţie de transformatoare tip KST, un autocar de televiziune cu tot echipamentul necesar şi camera pentru luat vederi.

La ediţia actuală a Tîrgului de la Poznan, Republica Socialistă România a participat cu un birou comercial şi de informaţie bine amenajat cu materiale de propagandă interesante, prin care a făcut cunoscut numeroşilor reprezentanţi ai diferitelor întreprinderi de comerţ exterior din diverse ţări, produsele ţării noastre şi înaltele lor calităţi tehnice.

Numărul mare al vizitatorilor, ca şi al tranzacţiilor încheiate a reflectat interesul care l-a prezentat Tîrgul de la Poznan din acest an şi importanţa acestor manifestări internaţionale pentru dezvoltarea continuă a relaţiilor de colaborare dintre state.

SCURTE ŞTIRI

Cel mai mic televizor din lume are dimensiunile de 9 × 5 × 11 cm. Diametrul lămpii este de 2,5 cm. Aceste dimensiuni reduse au fost obţinute prin utilizarea micropieselor de construcţie.

Din ETZ–B, nr. 7, 1966

Un nou lubrifiant chimic pentru titan şi aliaje de oţel, pentru plumb, nichel, cobalt etc. a fost produs de General Electric Co,, din iodină cunoscută în farmacie.

Din ETZ–B, nr. 7, 1966

Staţiunea Y se numeşte cea mai mare centrală cu abur din lume. Ea are o putere de 2 GW şi a fost construită de societatea de alimentare cu energie electrică ESCOM din Africa de Sud, în estul provinciei Transvaal, în regiunea carboniferă Middleburg, Belfast, Hendrina.

Din ETZ–B, nr. 6, 1966

Un aparat de sudură cu diametrul vîrfului de sudură de numai 0,3 mm serveşte la sudarea conexiunilor minuscule. Căldura poate fi reglată în trepte.

Din ETZ–B, nr. 6, 1966

Pentru efectuarea controlului celor 10 000 de conductori electrici ai unui avion erau necesare zece zile. Cu un aparat modern de programare pe bandă, acest timp s-a redus la 4 ore, din care 3 ore pentru realizarea legăturilor, iar o oră, pentru măsurarea propriu-zisă.

Din ETZ–B, nr. 8–9, 1966

La universitatea din Tokio a fost construit un radar-lanser (primul de acest fel în Japonia). El ar putea fi premergătorul unui aparat care să servească la evitarea ciocnirilor de trenuri, de avioane sau de alte automobile. Acest laser cu rubin produce într-o secundă un impuls de lumină de o putere de 20 MW. Distanţa de acţiune este de 10 km, iar unghiul de deschidere, circa 1 mrad.

Din ETZ–B, nr. 10, 1966

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Publicaţiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informaţia", str. Brezoianu nr. 23–25, Bucureşti, c. 3723. Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Al. Greceanu; ing. Şt. Grosu; prof. doc. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. St. Ţiganetea; ing. R. Vlădoianu.

41 400

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLYA 1883

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat **privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea** productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. **Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS.** Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele **rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.**

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele) atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet **original (eventual și tradus în paranteză), revista, volumul, numărul, luna și anul,** paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

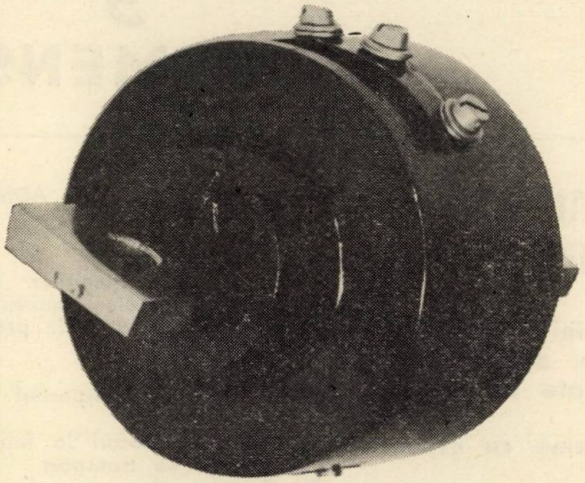
Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titluri, funcții, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

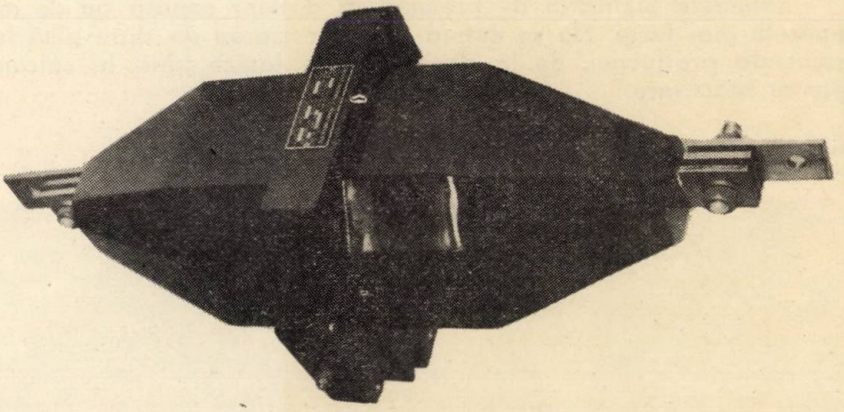


Transformatoarele de curent și tensiune, izolate cu rășini sintetice, produse de Intreprinderea de Comerț Exterior TRANSELEKTRO, au:

- **— formă atrăgătoare;**
- **— greutate redusă;**
- **— caracteristici tehnice deosebite**

Vizitați expoziția Intreprinderii de Comerț Exterior pentru produse electrice TRANSELEKTRO!

- **— București, piața Scînteii, pavilionul 1**
- **— de la 8 la 18 octombrie 1966, deschis zilnic între orele 10—13 și 16—19. Duminica între orele 10—13**



TRANSELEKTRO

Intreprinderea de Comerț Exterior pentru produse electrice
Budapesta 62, căsuța poștală 377
Telegrame: Transelektro, Budapesta

SIEMENS

DATE — SESIZAREA, TRANSMITEREA ȘI PRELUCRAREA LOR

Toate domeniile științei și tehnicii, ale economiei și administrației sînt sectoare în care se aplică sisteme de date, adică sisteme care sesizează, transmit și prelucrează date sub orice formă.

Întreprinderile SIEMENS oferă asemenea sisteme cu experiența unei întreprinderi mondiale.

În colaborare cu organizații de administrație și cu toate domeniile științei am adunat experiență practică în numeroase aplicări.

Tehnicienii noștri din sectoare diferite, cum și economiștii și specialiștii noștri sînt obișnuiți a rezolva eficace chiar și probleme dificile. Un număr mare de programe raționale stau deja la dispoziția clienților noștri.

Dv. primiți împreună cu instalațiile tehnice și analizele și rezolvările problemelor; personalul dv. va fi instruit la cursuri speciale.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor dau rezultate bune chiar în cele mai dificile condiții de lucru, în forme de organizare mari și mici a tuturor gradelor de automatizare.

Întreprinderile SIEMENS au o parte principală în dezvoltarea sistemelor de prelucrarea datelor în Europa; cercetătorii lor au construit prima instalație pentru prelucrarea datelor complet transistorizată.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor capătă an de an aplicații mai largi. Ele se extind de la sesizarea de date pînă la comanda producției, de la decizii simple logice pînă la calcule pentru reactoare.

CÎTEVA EXEMPLE DIN ADMINISTRAȚIE

Statistică, planificare
Supravegherea planurilor de finanțare, calcule economice
Calcule de salarii și de prestații
Facturări
Planificare de transporturi și comenzi
Rezervare de locuri la întreprinderile de transport
Planificarea și supravegherea proiectării
Executarea problemelor de raționalizare și
Financiare

CÎTEVA EXEMPLE DIN PRODUCȚIE

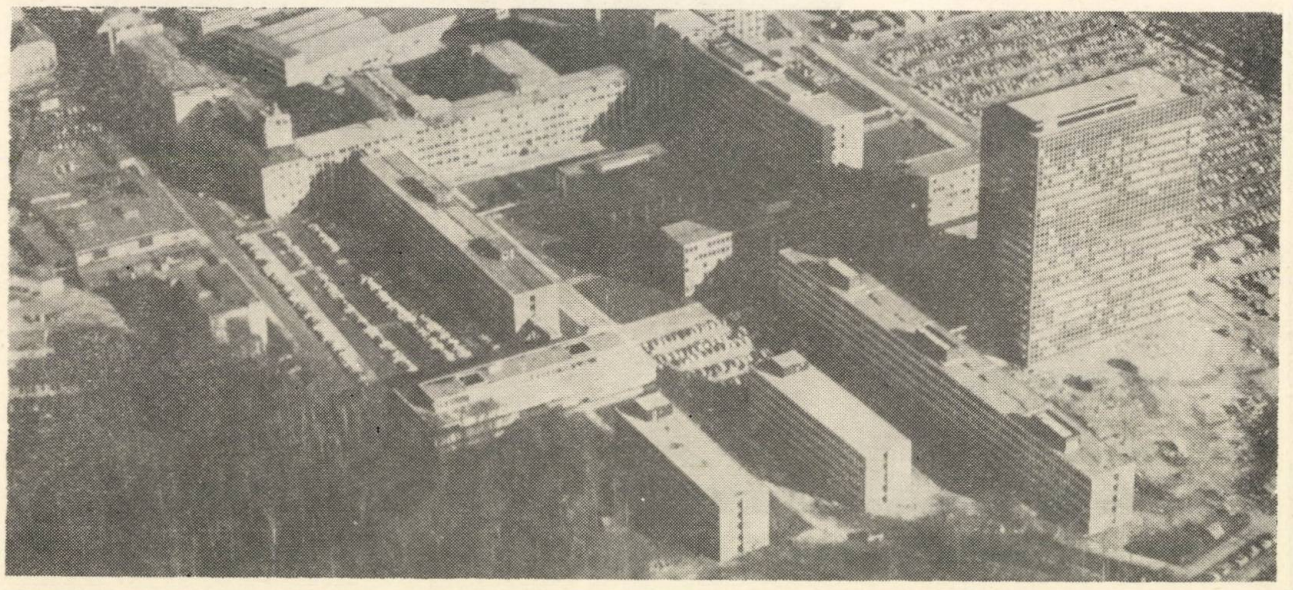
Modificarea contractelor și termenelor de îndeplinire
Planificarea aprovizionării
Controlul stocurilor
Dirijarea materialelor și asamblării
Calcule de rentabilitate
Conducerea producției

Vă rugăm să ne vizitați la Tîrgul de mostre de la Brno R. S. C. (11—20 septembrie 1966), pavilionul C.

Specialiștii noștri vă vor informa cu plăcere asupra tuturor problemelor sistemelor de prelucrarea datelor.

În caz că nu vizitați Tîrgul de la Brno, vă rugăm să scrieți la Siemens & Halske AG Datentechnik, 8000 München 47, Postfach 31.

SIEMENS în München — aici lucrează aproximativ 20 000 din cei 260 000 de colaboratori ai întreprinderilor SIEMENS



ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

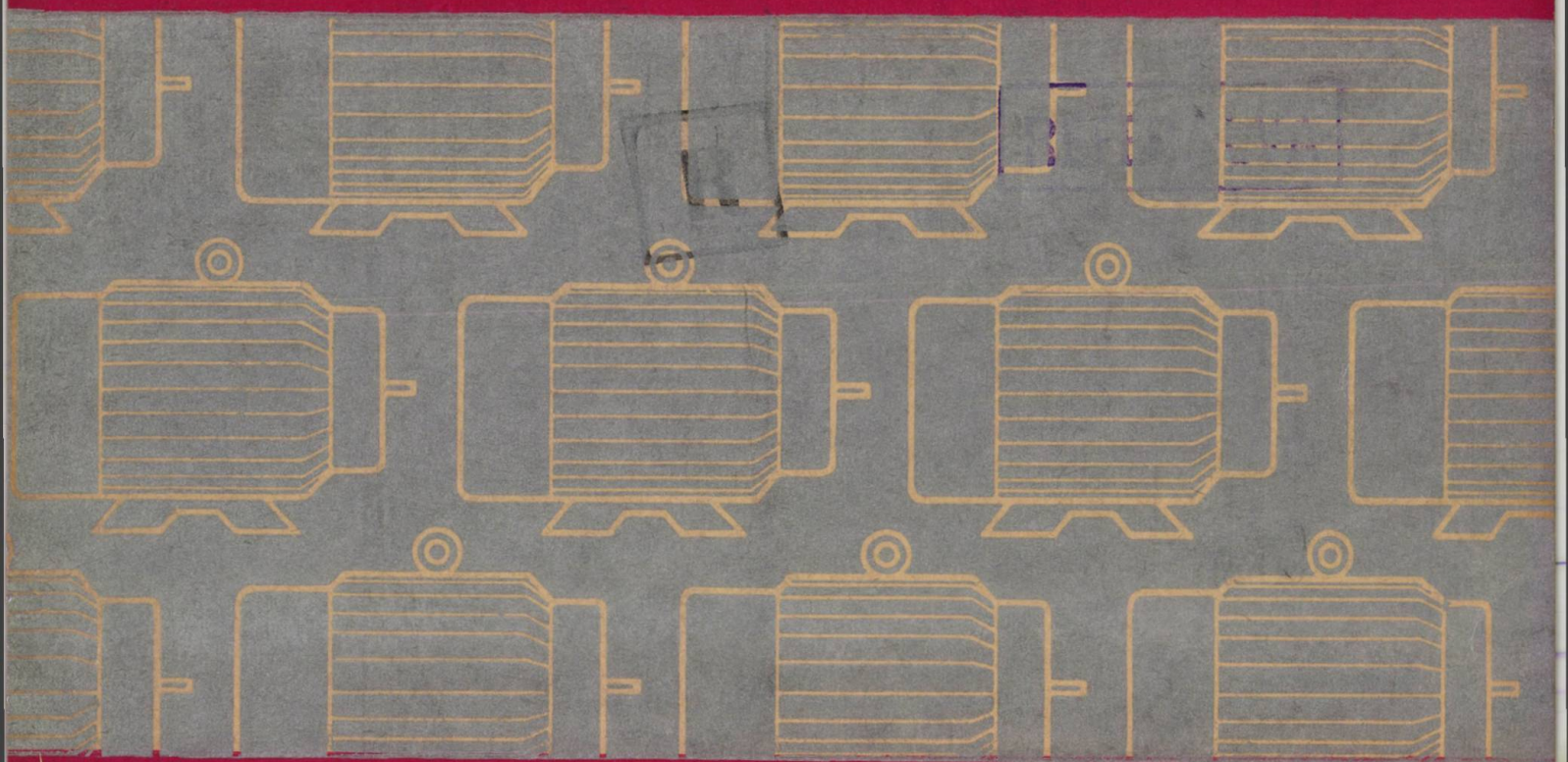
Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1907 MAR 14

E 2040

ELECTROTEHNICA



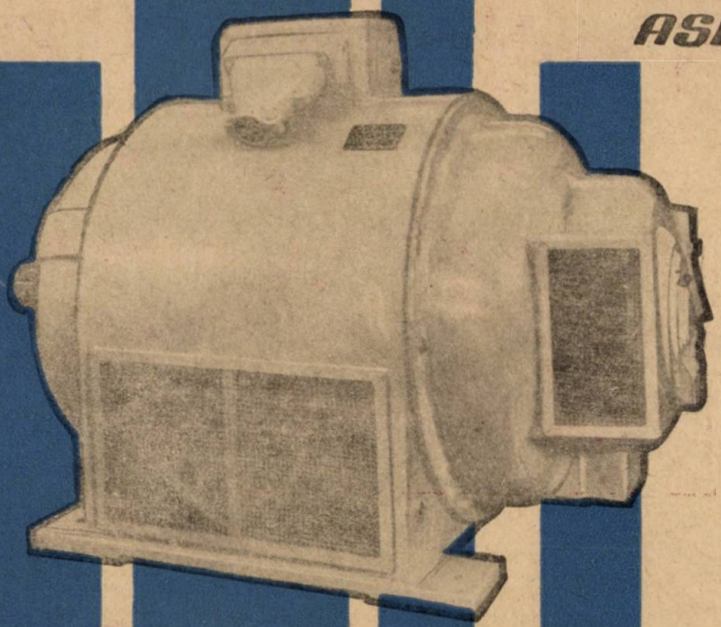
10

ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 14 ● NR. 10 ● OCTOMBRIE 1966

pentru orice fel de acționare electrică cu putere necesară peste 100 kW găsiți motorul potrivit

MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE ȘI SINCRONE

în scurtcircuit și cu inele
100 - 1000 kW , 500 - 1500 rot/min
normale , protejate ,
antigrizutoase , antiexplozive



fabrică

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

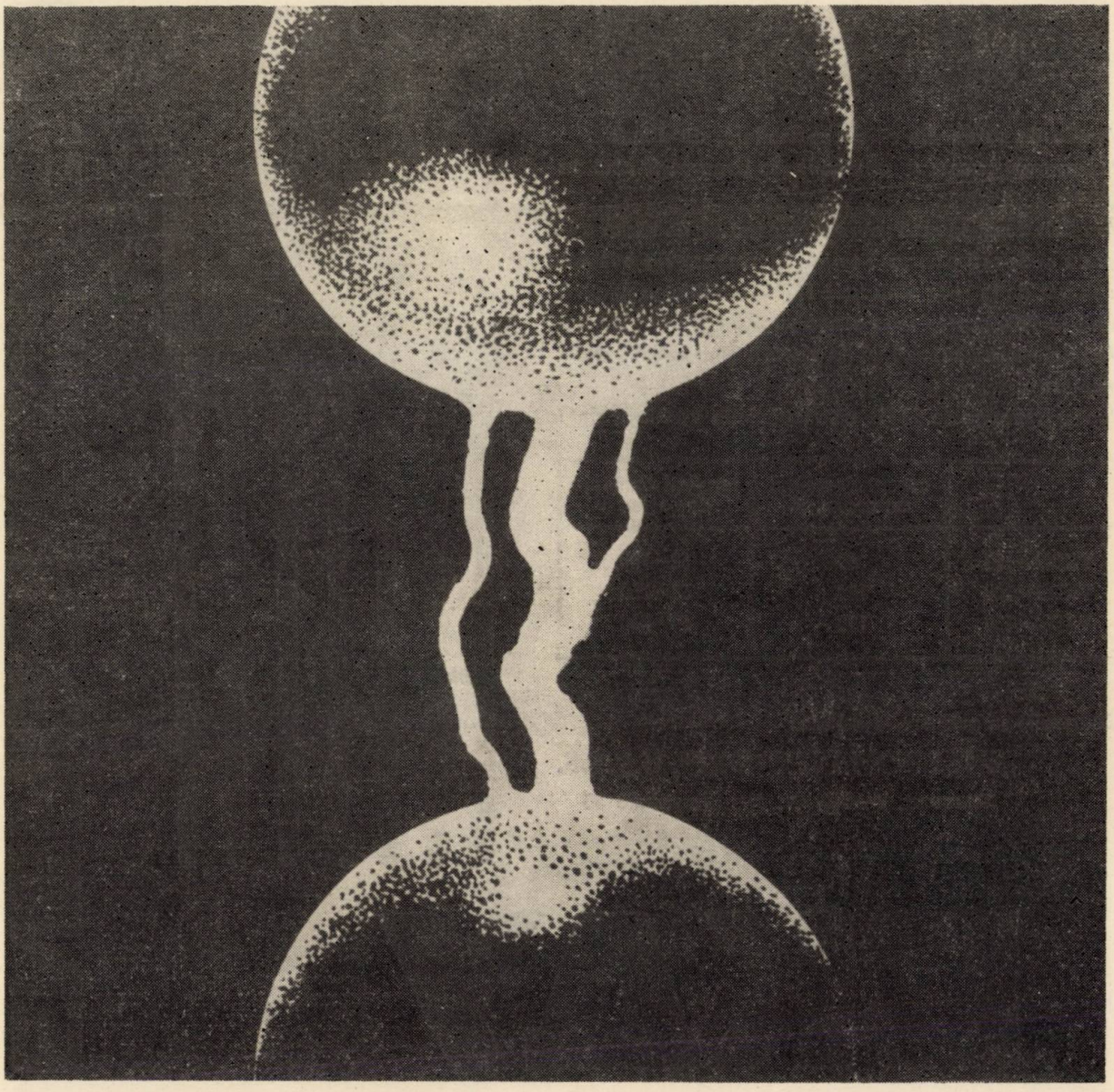
Elektrim
Varşovia 1, str. Czackiego 15/17, Polonia
Căsuţa Poştală : 638
Telex : 81 347, wa

APARATE DE ÎNALTĂ ŞI JOASĂ TENSIUNE

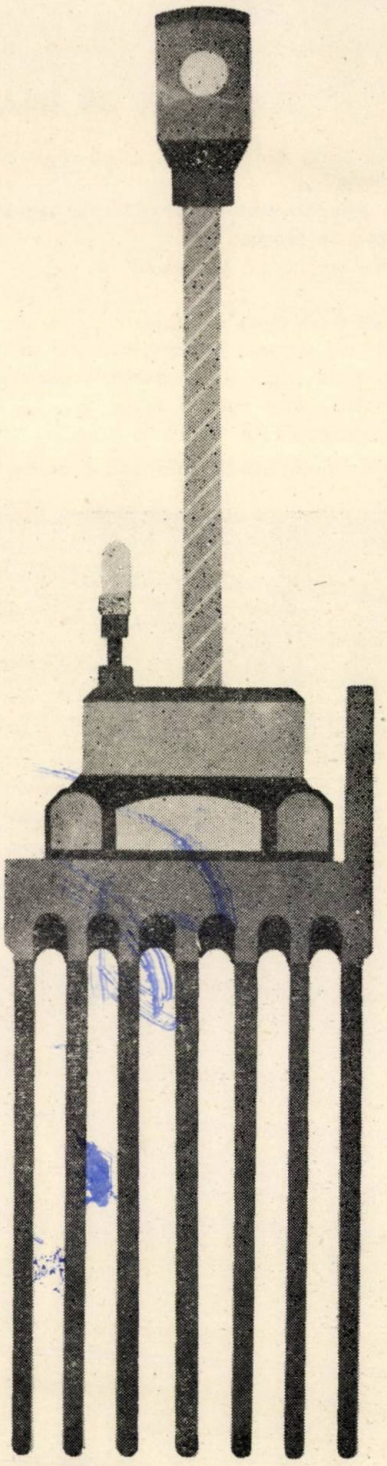
- Posturi de distribuţie de înaltă şi joasă tensiune tip pentru exterioare sau interioare, cum şi posturi de transformare complete
- Aparate de înaltă tensiune : disjunctoare, separatoare, siguranţe de mare putere de rupere
- Transformatoare de măsură
- Paratrăsnete cu rezistenţă variabilă
- Relee
- Aparate de joasă tensiune : disjunctoare de curent continuu şi alternativ, contactoare, întreruptoare, siguranţe de mare putere de rupere, şaltere, butoane etc.
- Motoare şi aparate de ridicat pentru industrie
- Aparate antideflagrante pentru mine

Cataloage şi prospecte se trimit la cerere

Exportator exclusiv : Societatea poloneză a comerţului exterior pentru produse ale industriei electrotehnice, SRL



MOSCOW · USSR



Ventile de putere din siliciu comandate, de difuzie
Redresarea curentului alternativ de frecvență pînă la 500 Hz
Ventilele funcționează normal în condiții de răcire naturală și de răcire forțată cu aer, la temperatura mediului ambiant de la −40 pînă la +110 °C, umiditatea relativă pînă la 98% și presiunea atmosferică de 600 — 1 500 mm
Ventilele funcționează și la vibrații și trepidații suplimentare
Pentru frecvența de 50 Hz caracteristicile ventilelor sînt:

	curentul nominal de regim, A	tensiuni nominale de regim, V
VKDU— 50	50	50—700
VKDU—100	100	50—700
VKDU—160	150	50—700

Comenzile se primesc la adresa:

„ENERGOMAȘEXPORT", U.R.S.S.
Moscova, V—330, str. Mosfilmovskaia 35

ВКДУ

ENERGOMACHEXPORT

ORS ZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓ KÖNYVTÁRA 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 14 Nr. 10, p. 337–380 octombrie 1966

CUPRINS

CZ 538.11 : 621.3.011

Bunea, V. : **Soluţionarea ecuaţiilor lui Maxwell în medii conductoare liniare şi feromagnetice.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 337–353

Se dă soluţia ecuaţiilor lui Maxwell în medii feromagnetice unidimensionale fără nici o ipoteză simplificatoare. Se foloseşte tehnica „ecuaţiilor cu timp continuu — spaţiu discret" [1]. Este dezvoltată în detaliu soluţia pentru magnetizarea cu flux total sinusoidal a tolelor subţiri de fier. În mod analog se pot soluţiona toate cazurile spaţiilor unidimensionale (cerc, semispaţiu), fie că este vorba de magnetizarea cu flux total sinusoidal, fie cu tensiune magnetizantă sinusoidală la suprafaţă, fie că este vorba de determinarea rezistenţei în curent alternativ. În cazul mediului conductor izotrop liniar tehnica „ecuaţiilor cu timp continuu — spaţiu discret" capătă un aspect surprinzător de simplu, toată problema reducîndu-se la o inversiune de matrice. Sînt arătate soluţiile pentru magnetizarea cu flux total sinusoidal a tolei subţiri, a conductoarelor cu secţiunea cerc şi dreptunghi plat.

CZ 621.327.7

Puşcaşu, S. : **Consideraţii asupra lămpilor cu descărcări în gaze cu adiţie de halogenuri metalice.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 353–356

Se prezintă fenomenele fizice care au loc în lămpile cu vapori de mercur cu substanţe de acţiune sub formă de ioduri metalice. Se arată cum se poate mări, prin prezenţa iodurilor, eficacitatea luminoasă a lămpilor cu vapori de mercur, cum se uniformizează spectrul luminii rezultante emise de lampă şi care sînt deficienţele acestor noi izvoare de lumină. În final se trag concluziile necesare.

CZ 621.34 : 665.5

Drigă, M. : **Consideraţii privind motoarele electrice folosite în industria extractivă de ţiţei din Republica Socialistă România.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 357–361

După ce se trec în revistă condiţiile specifice de funcţionare ale electromotoarelor utilizate în pompajul de adîncime din industria extractivă de ţiţei, se arată necesitatea ca întreprinderile specializate din ţară să execute motoare electrice asincrone cu rotor în scurtcircuit construite special cu această destinaţie, fapt ce ar îmbunătăţi simţitor funcţionarea instalaţiilor de extracţie menţionate.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.315.2 : 621.315.617.2

Cruceru, C., Pascal Paula şi *Soroagă, V.* : **Studiu critic asupra uleiurilor şi maselor de impregnare a cablurilor electrice de forţă cu izolaţie de hîrtie de 1–35 kV.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 361–373

Lucrarea prezintă o analiză critică a tipurilor noi de uleiuri şi mase electroizolante pentru impregnarea cablurilor electrice de 1–35 kV şi performanţele obţinute pe plan mondial în acest domeniu. Se dau rezultatele cercetărilor şi experimentelor efectuate la I.C.P.E. şi PETROCHIM — Ploieşti pentru asimilarea unor tipuri de uleiuri şi mase de impregnare a cablurilor electrice de forţă, cu izolaţie de hîrtie de 1–35 kV.

NOTĂ

CZ 621.357.66 : 546.57

Grünwald, E. : **Argintarea dură a pieselor din industria electrotehnică şi mecanică fină.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 373–375

RECENZII 375
REFERATE 376–379
SCURTE ŞTIRI 379–380

СОДЕРЖАНИЕ

DK 538.11 : 621.3.011

Буня, В.: **Решение уравнений Максвелла в линейных ферромагнитных проводящих средах.**

Electrotehnica **14**, № 10, октябрь 1966, стр. 337–353

Приводится решение уравнений Максвелла в ферромагнитных одноразмерных средах без какого либо упрощённого гипотеза. Применяется техника ,,уравнений непрерывного времени — дискретное пространство'' [1]. Приводится детальное развитие решения по намагничиванию тонких железных пластин общим синусоидальным потоком. Аналогичным способом возможно решение всех случаев одноразмерных пространств (круг, полупространство) безразлично от того, идёт ли речь о намагничивании общим синусоидальным потоком или магнитным синусоидальным поверхностным напряжением, или об определении сопротивления при переменном токе. Для случая проводящей изотропной линейной среды, техника ,,уравнений непрерывного времени — дискретное пространство'', получает удивительно простой аспект; вся проблема приводится к инверсии матрицы. Даются решения по намагничиванию общим синусоидальным потоком тонкой пластины проводников кругового сечения и прямоугольного.

DK 621.327.7

Пушкашу, С.: **Соображения по газоразрядным лампам с присадкой металлических галогенов.**

Electrotehnica **14**, № 10, октябрь 1966, стр. 353–356

Приводятся физические явления, наблюдаемые в лампах с ртутным паром с действующими веществами в виде металлических иодов. Указывается возможность увеличения, благодаря наличию иодов, световой эффективности ламп с ртутным паром, а также как выравнивается световой спектр лампы и недостатки этих новых световых источников. В заключение делаются необходимые выводы.

DK 621.34 : 665.5

Дригэ, М.: **Соображения по электродвигателям, применяемым в нефтедобывающей промышленности в Румынской Социалистической Республике.**

Electrotehnica **14**, № 10, октябрь 1966, стр. 356–361

После обзора специфических условий работы электродвигателей, применяемых для глубоконасосной эксплуатации в нефтедобывающей промышленности указывается необходимость, чтобы специализованные отечественные предприятия производили электродвигатели с короткозамкнутым ротором, специально для этой цели изготовленными, что значительно улучшило бы работу упомянутых установок.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

DK 621.315.2 : 621.315.617.2

Кручеру, К., Паскал Паула и *Сороаэ, В.:* **Критическое исследование масел и масс пропитывания для силовых электрокабелей с бумажной изоляцией в 1—35 кв.**

Electrotehnica **14**, № 10, октябрь 1966, стр. 361–373

Труд представляет критический анализ новых типов масел и масс электрической изоляции для пропитывания электрокаблей в 1—35 кв и полученные в этой области результаты на международном плане. Даются результаты исследований и проводимых опытов институтами ,,I.C.P.E.'' и ,,Петрохим — Плоешти для ассимиляции ряда типов масел и масс пропитывания силовых электрокаблей с бумажной изоляцией р 1—35 кв.

ПРИМЕЧАНИЕ

DK 621.357.66 : 546.57

Грюнвальд, Е.: **Посеребрение изделий для электротехнической промышленности и тонкой механики.**

Electrotehnica **14**, № 10, октябрь 1966,стр. 373–375

РЕЦЕНЗИИ 375

РЕФЕРАТЫ 376–379

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 379–380

INHALTSVERZEICHNIS

DK 538.11 : 621.3.011

Bunea, V. : **Die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen in linear leitenden und ferromagnetischen Medien.**

Electrotehnica **14**, H. 10, Okt. 1966, S. 357–353

Es wird die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen in ferromagnetischen eindimensionalen Medien ohne irgendwelche vereinfachende Hypothese angegeben. Verwendet wird die Technik der „Gleichungen mit kontinuierlicher Zeit und diskretem Raum" [1].

Die Lösung für die Magnetisierung mit totalem sinusförmingem Fluss der dünnen Eisenbleche wird im einzelnen beschrieben. Ähnlich können alle Fälle der eindimensionalen Räume (Kreis, Halbraum) gelöst werden, gleich ob es sich um die Magnetisierung mit totalem sinusförmigen Fluss oder um oberflächliche magnetisierende sinusförmige Spannung oder um die Bestimmung des Widerstandes bei Wechselstrom handelt. Falls das leitende Medium isotrop linear ist, erhält die Technik der „Gleichungen mit kontinuierlicher Zeit und diskretem Raum" eine auffallend einfache Form, indem sich das ganze Problem auf eine Umkhrung der Matrize reduziert. Dann werden die Lösungen zur Magnetisierung mit totalem sinusförmigem Fluss beim dünnen Blech, beim Kreis und beim flachen Rechteck gezeigt.

DK 621.327.7

Puşcaşu, S. : **Betrachtungen bzgl. Lampen mit Gasentladungen bei Zusatz von metallischen Halogenen.**

Electrotehnica **14**, H. 10, Okt. 1966, S. 353–356

Man bespricht die physikalischen Vorgänge, welche in den Quecksilberdampflampen mit Metalljodiden als Wirkstoffe stattfinden. Es wird gezeigt wie man durch Zusatz von Jodiden die Wirkung der Quecksilberdampflampen erhöhen kann, wie sich das Specktrum des resultierenden Lichtes, welches die Lampe ausstrahlt, vergleichmässigt und welche Mängel diese neuen Lichtquellen aufweisen. Dann werden die entsprechenden Schlüsse gezogen.

DK 621.34 : 665.5

Drigă, M. : **Betrachtungen bzgl. der bei der Erdölförderung in der Rumänischen Sozialistischen Republik verwendeten Elektromotoren.**

Electrotehnica **14**, H. 10, Okt. 1966, S. 356–361

Nach einer Übersicht über die Sonderbetriebsbedingungen der Elektromotoren für die Tiefpumpenerdölförrderung, wird auf die Notwendigkeit hingewiesen, dass die inländischen Fachunternehmen die elektrischen Asynchronmotoren mit Kurzschlussrotor in Spezialausführungen für diesen Zweck konstruieren sollten. Dies würde den Betrieb der erwähnten Erdölförderung beträchtlich verbessern.

FUR DEN JUNGINGENIEUR

DK 621.315.2 : 621.315.617.2

Cruceru, C., Pascal Paula und *Soroagă, V.* : **Kritische Betrachtungen bezüglich der Öle und der Tränkmassen von elektrischen Starkstromkabeln mit Papierisolierungfür 1–35 kV.**

Electrotehnica **14**, H. 10, Okt. 1966, S. 361–373

Der Aufsatz bringt eine kritische Analyse der neuen Typen von Ölen und Tränkmassen zur elektrischen Isolierung von Kabeln für 1–35 kV sowie die auf diesem Gebiet allgemein erzielten Leistungen. Man zeigt die Resultate der Unterusuchungen und Prüfungen, die von I.C.P.E. und von PETROCHIM — Ploieşti unternommen wurden mit dem Zweck der Daueranwendung gewisser Öle und Tränkmassen bei den Starkstromkabeln mit Papierisolierung für 1–35 kV.

KURZAUFSATZ

DK 621.357.66 : 546.57

Gründwald, E. : **Die Hartversilberung der Bestandteile in der Industrie der Elektrotechnik und der Feinmechanik.**

Electrotehnica **14**, H. 10, Okt. 1966, S. 373–375

BUCHBESPRECHUNGEN 375
REFERATE 376–379
KURZNACHRICHTEN 379–380

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1863

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 10 București, octombrie 1966

Soluționarea ecuațiilor lui Maxwel în medii conductoare liniare și feromagnetice

Victor Bunea* — București

CZ 538. 11 : 621. 3. 011

1. Introducere

Soluționarea problemelor de efect pelicular în medii conductoare și regim cvasistaționar este legată de rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell :

$$\text{rot } \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} \qquad (1)$$

$$\text{rot } \boldsymbol{E} = \frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} .$$

La aceste ecuații se adaugă o serie de condiții (de exemplu, condiții pe frontieră) care trebuie să determine o soluție unică a ecuațiilor (1) și (2).

Numărul enorm de lucrări apărute de peste 70 de ani încoace, tratînd chestiuni de efect pelicular, nu a epuizat cîtuși de puțin problema. În practică apar tot timpul alte probleme aparținînd aceluiași subiect, care se cer a fi rezolvate. În cadrul acestei lucrări noi am numit, în general, problemă de efect pelicular (efect skin) chestiunile [2] de :

— curenți turbionari în conductoare masive supuse unui cîmp magnetic alternativ ;

— repartiție neuniformă a curentului alternativ de aducțiune în conductoare ;

— efecte de proximitate în conductoare, ecrane etc.

Cele mai numeroase chestiuni se referă la aflarea pierderilor în aceste conductoare masive sau la aflarea rezistenței în curent alternativ. Probleme de acest tip sînt cu caracter integral. Ceva mai rare sînt cazurile cînd se cere aflarea formelor exacte de undă ale inducției, cîmpului sau curentului în diferite straturi sau pe frontieră. Este cazul a se face o distincție netă între conductoare omogene izotrope liniare și conductoare feromagnetice.

* *V. Bunea* este inginer principal la Uzina de mașini electrice București.

1.1 Conductoare liniare

Chiar pentru conductoarele liniare, literatura tehnică oferă soluții matematic exacte pentru destul de puține cazuri simple. Cazul magnetizării în c.a. a elipsoidului de revoluție neferomagnetic [3] sau a torului neferomagnetic cu secțiunea dreptunghi [4] trebuie socotite printre cazurile complicate care s-au putut soluționa. Pentru tole subțiri, J.J. Thomson [5] a găsit acum 75 ani cunoscuta soluție folosită și azi în tehnică. Dacă analizăm soluțiile apărute în literatură ale problemelor de efect pelicular în conductoare omogene liniare se constată că pentru spații unidimensionale plan, cerc, semispațiu se dispune de ecuații care conțin funcții superioare de tip hiperbolic sau Bessel, pentru care se dispune azi de tabele complete. Pentru o problemă de acest tip se poate deci găsi ușor soluția numerică cu 5—6 zecimale exacte. Pentru alte probleme, soluțiile oferă obișnuit serii de funcții superioare, care nu sînt întabelate. În aceste condiții, soluția numerică este mai dificil de aflat și este mai ales aproximativă, deoarece trebuie să ne limităm la un număr finit de termeni, care depinde de convergența seriei. Cu toate că dispunem de o expresie analitică, teoretic exactă, practic dispunem de o soluție aproximativă.

Pe lîngă soluțiile exacte cunoscute în literatură pentru cazurile simple arătate, pentru forme de corpuri mai complicate se dispune de un mare număr de soluții bazate pe ipoteze simplificatoare. Cele mai interesante soluții de acest tip și de mare utilitate sînt cele care limitează efectul pelicular la periferia corpului sau așa cum se numește la efectul pelicular net [6]. Sigur că în acest caz aproximațiile care se fac sînt mai mari.

În fine, pentru forme de conductoare mai complicate și unde adîncimea de pătrundere

este relativ mare nu se dispune de nici o metodă care să determine ceva mai exact soluția problemei.

1.2. Medii feromagnetice

Pentru medii feromagnetice saturate, problema efectului skin nu este soluționată satisfăcător nici pentru cele mai simple cazuri : tolă subțire, cerc, semispațiu. Acest lucru este dovedit și de numeroasele lucrări apărute, recent, în literatură.

Aproape totalitatea lucrărilor apărute pînă azi în acest domeniu dau soluții bazate pe ipoteze simplificatoare și au, în general, ca obiect determinarea pierderilor în fier.

Principalele lucrări care tratează asemenea probleme pot fi grupate în trei categorii, după ipotezele semnificatoare admise.

a. Prima categorie are la bază lucrarea lui R. Pohl [7], care tratează grafic magnetizarea semispațiului feromagnetic. În această lucrare, Pohl adaptează într-un mod special metoda grafică pe care a inițiat-o Hay [8] pentru medii conductoare izotrope. Kesavamurthy, Rajagopalan și Subba [9] adoptă și aplică aceeași metodă la magnetizarea tolelor subțiri de fier. Ipotezele simplificatoare folosite de autorii citați sînt :

i) o tensiune magnetizantă H sinusoidală creează o inducție B sinusoidală, fără distorsiune. În lucrare se precizează că în loc de B se ia în considerație B_1, fundamentala lui B;

ii) decalajul fazorilor ΔH și φ este același ca în cazul liniar.

Prima ipoteză înseamnă, printre altele, faptul că H se consideră sinusoidal peste tot. Ipoteza ii) folosește avantajele unei construcții fazoriale care este valabilă strict numai în cazul liniar cînd toate mărimile variază sinusoidal. Singura diferență este că autorii citați fac trecerea de la H la B, respectiv la fluxul φ, prin intermediul curbei reale de magnetizare.

Lucrările din categoria aceasta sînt limitate la saturații relativ slabe și tratează exclusiv problema pierderilor în fier.

b. O altă categorie de lucrări sînt destinate soluționării problemei magnetizării plăcilor mai groase de fier, ceea ce echivalează cu tole subțiri magnetizate la frecvențe medii și ridicate.

Aceste lucrări [10], [11], [12] presupun o curbă de magnetizare dreptunghiulară idealizată de forma $B = B_0 \operatorname{sign} H$, unde $\operatorname{sign} H =$ semnul lui H și care este unda unitate asociată cu H sinusoidal. Acest procedeu preconizat încă din 1923 de Rosenberg [13] a făcut multă vîlvă, fiind justificat pe baza unor serii de verificări experimentale.

În afară de ipoteza simplificatoare arătată s-a mai simțit nevoia, în aceste lucrări, de a se mai introduce încă o ipoteză. Agarwal [12] arată că cea mai bună concordanță cu experiența se obține atunci cînd $B_0 = 0{,}75\ \hat{b}$, unde $\hat{b}$ este valoarea de vîrf a inducției cu care mediul este magnetizat.

Lucrările din această categorie sînt limitate la saturații relativ mari și tratează, de asemenea, problema pierderilor în fier. Agarwal expune și unele forme de undă.

Lucrările din clasele *a* și *b* arătate analizează mediul feromagnetic omogen.

c. O categorie specială de lucrări tratează problemele magnetizării mediilor feromagnetice neomogene. Importanța acestor lucrări este legată de apariția în ultimii ani a tolelor magnetice cu cristale orientate și supraaliate. Aceste lucrări [14], [15], [16] soluționează problema pierderilor făcînd apel la teoria domeniilor în metal. Ipotezele care se fac în aceste lucrări privesc modelul magnetic considerat. Un deosebit interes s-a dat comportării materialelor feromagnetice avînd o structură simplă a domeniului [16]. Toate lucrările din această categorie au mai mult un caracter teoretic. Ele demonstrează, mai bine zis, faptul că lucrările care presupun un material omogen nu dau rezultate corecte chiar la inducții foarte slabe unde permeabilitatea s-ar putea considera constantă.

*

Verificarea metodelor de calcul bazate pe ipoteze simplificatoare care s-au elaborat atît pentru conductoarele izotrope, cît mai ales pentru medii feromagnetice s-a făcut pînă azi prin experimentări delicate și cu dificultăți în obținerea unei precizii satisfăcătoare, mai cu seamă la inducții mari. Este evident că dacă ar fi existat o metodă de calcul precisă, chiar laborioasă, ipotezele simplificatoare se puteau verifica exclusiv prin calcule, evitîndu-se, în orice caz, experimentările mai dificile și mai neexacte. Necesitatea verificărilor experimentale a devenit și mai stringentă o dată cu apariția lucrărilor pentru mediile feromagnetice neomogene. Astfel, de exemplu, Brailsford și Burgess [17] au imaginat o experimentare foarte delicată folosind o analogie pentru a determina formele de undă și distorsiunea acestora în interiorul unui material omogen. Era nevoie de a se concluzie dacă aceste distorsiuni nu sînt cumva cauzele sporului de pierderi pe care diferiți autori le atribuie structurii cristaline, respectiv neomogene a materialului.

Dar sînt cazuri cînd este nevoie în mod direct de forma de undă a cîmpului la margine. Astfel, de exemplu, este ușor de văzut că curentul magnetizant al unui transformator este dictat de unda cîmpului la marginea tolei. Ori, la frecvențe ceva mai ridicate, această undă este foarte deformată și pune în altă lumină ce s-a știut pînă acum asupra acestui subiect.

Nici una dintre lucrările menționate nu este în măsură să soluționeze o astfel de problemă care este totuși destul de importantă.

O cauză care explică marele număr de ipoteze simplificatoare este și faptul că s-a presupus că o soluționare exactă a ecuațiilor lui Maxwell (1) și (2) în mediu feromagnetic nu este posibilă [12]. Este însă cazul să arătăm că încă din 1951, Butler și Sarma [18] și mai tîrziu Kesavamurthy și colab. [9] dezvoltă o metodă de relaxare care soluționează teoretic problema. Dar, în afară de faptul că metoda expusă este valabilă exclusiv pentru tole subțiri de fier, procedeul de lichidare a reziduurilor, arătat la această metodă, duce la alegerea unui pas mare pentru variabila timp $wt = \theta$. Într-adevăr, pentru $\Delta\theta$ se ia 20° [9]. Ori, acest lucru este în contradicție cu alte lucrări [12], unde se arată că la saturații mari, în asemenea interval de timp, sînt deja depășite fenomene de cea mai mare importanță, cum ar fi variația inducției de la $-0{,}75\ \hat{b}$ la $+0{,}75\ \hat{b}$. Metodele de relaxare care dau rezultate bune în soluționarea ecuației Laplace, unde lichidarea reziduurilor este bine pusă la punct, în cazul de față prezintă încă dificultăți considerabile, în special la saturații mai mari.

Lucrarea de față caută să umple golul care există în literatură în această privință și să ofere o soluție a acestor probleme fără nici o ipoteză simplificatoare.

Procedeul matematic folosit în această lucrare derivă din traducerea într-o formă matematică analitică a tehnicii de calcul utilizată de multă vreme de mașinile electronice de tip analogic [19]. Această metodă de calcul este expusă de R. Varga [1], în soluționarea ecuației cu derivate parțiale liniare de tip parabolic pentru difuzarea căldurii. Acesta o și denumește tehnica „ecuațiilor cu timp continuu — spațiu discret".

În conformitate cu acest procedeu este necesar a se discretiza, adică a se pune în diferențe finite, numai variabila de spațiu, lăsînd variabila de timp ca o funcție continuă. Ecuația generală cu derivate parțiale se subîmparte într-o serie de ecuații diferențiale simple, care pot fi, în general, mai ușor analizate și rezolvate. Aplicarea acestui procedeu la magnetizarea semispațiului liniar a fost făcută prima dată de C. Bălă [20], care efectuează integrarea ecuațiilor diferențiale liniare menționate.

În lucrarea de față, această metodă a fost astfel adaptată încît s-au putut soluționa complet problemele efectului skin în medii feromagnetice unidimensionale neliniare.

Magnetizarea mediilor conductoare liniare a fost abordată în prezenta lucrare prin reducerea ecuațiilor diferențiale menționate la ecuații algebrice, făcînd uz de faptul că variația sinusoidală a mărimilor permite folosirea calculului în complex. Soluția se obține prin inversiuni de matrice. Relațiile rezultate se vor construi în funcție de forma conturului conductorului. Metoda de calcul în detaliu va putea fi ușor înțeleasă din cele cîteva exemple care vor urma. De asemenea, nu este cazul a se exemplifica toate cazurile de efect skin, arătate mai înainte. Lucrarea noastră se va limita exclusiv la cazul magnetizării conductorului sub flux total sinusoidal, caz ceva mai complicat decît magnetizarea cu tensiune magnetizantă sinusoidală la suprafață.

Deoarece pentru conductoarele liniare, problema este mai simplă, se va expune, în primul rînd, soluționarea problemelor liniare.

2. Soluția generală a magnetizării conductorului izotrop liniar

La acest capitol se va expune numai problema bidimensională plan paralelă, adică magnetizarea cu flux total sinusoidal a conductorului cilindric infinit lung cu secțiunea oarecare.

Se știe că în acest caz, ecuațiile (1) și (2) într-un sistem cartezian cu axa Z paralelă cu axa infinit lungă a cilindrului duc la următoarea ecuație :

$$\frac{\partial^2 b}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 b}{\partial y^2} = \gamma \mu \omega \frac{\partial b}{\partial \theta}. \qquad (3)$$

Întrucît vectorii $\boldsymbol{H}$, $\boldsymbol{B}$ au mereu aceeași direcție, ne-am putut dispensa de notația vectorială. Ne propunem să soluționăm ecuația (3) în condiția magnetizării cu flux total sinusoidal adică în condiția :

$$\iint_s b\, ds = S\hat{b}_{med} \sin \omega t = S\hat{b}_{med} \sin \theta. \qquad (4)$$

Condiția (4) nu este suficientă pentru a determina o soluție unică a ecuației (3). În cadrul acestei lucrări nu vom insista asupra aspectului matematic al acestui punct, ci vom admite, în acord cu ceea ce este cunoscut, că fenomenul este sinusoidal peste tot. Cu această precizare

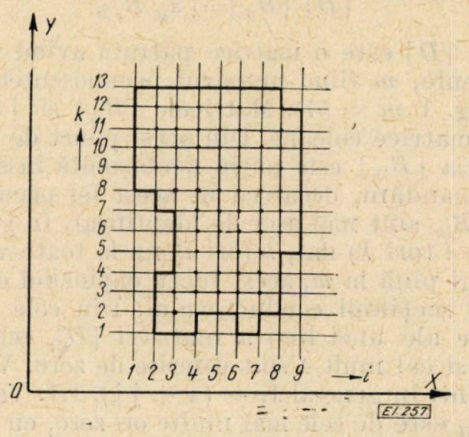


Fig. 1. Rețea acoperind o secțiune de formă arbitrară.

în plus, condiția (4) determină o soluție unică [21].

Acoperim secțiunea conductorului cu o rețea convenabilă ca în figura 1. Rețeaua trebuie să

fie suficient de fină pentru a reproduce cît mai bine frontiera conductorului. Fără a micșora generalitatea metodei presupunem :

i) că rețeaua are ochiuri pătrate ;

ii) că frontiera secțiunii a fost înlocuită perfect cu frontiera rețelei ;

iii) că tensiunea magnetizantă este distribuită uniform pe suprafața periferică a conductorului.

Ultima condiție este, evident, o condiție reală totdeauna îndeplinită în cazurile normale. Ea presupune, în general, o repartiție uniformă a spirelor de magnetizare pe unitatea de lungime. În acest caz însă este ușor de văzut că inducția B_n (și cîmpul) este aceeași în toate punctele frontierei.

Condiția ii) ne permite a transforma ecuația (3) în :

$$\frac{\partial^2 B}{\partial x^2} + \frac{\partial B^2}{\partial y^2} = \mathrm{j}\,\gamma\,\mu\,\omega\,B, \tag{5}$$

astfel încît variabila θ a dispărut. Punem $\partial x = \partial y = \Delta l$. De asemenea, punem membrul 1 al ecuației (5) în diferențe finite. Pentru un punct i, k interior domeniului (de exemplu $i = 7$ și $k = 8$) se obține o ecuație de forma :

$$B_{i(k+1)} - (4 + \mathrm{j}\zeta_1)B_{ik} + B_{i(k-1)} + B_{(i+1)k} + \\ + B_{(i-1)k} = 0 \tag{6}$$

cu :

$$\zeta_l = \gamma\,\mu\,\omega\,(\Delta l)^2 \tag{7}$$

Inducția la margine B_n o presupunem pentru moment cunoscută. Pentru un punct vecin frontierei (de exemplu $i = 8$ și $k = 7$) se deduce o ecuație de forma :

$$B_{i(k+1)} - (4 + \mathrm{j}\zeta_l)B_{ik} + B_{i(k-1)} + B_{(i-1)k} = -B_n \tag{8}$$

obținem deci un sistem :

$$[D]\cdot[B_{ik}] = [\varepsilon_{ik}\,B_n], \tag{9}$$

unde $[D]$ este o matrice pătrată avînd $m \times m$ elemente, m fiind numărul necunoscutelor B_{ik} (în fig. 1 $m = 57$). Matricele $[B_{ik}]$ și $[\varepsilon_{ik}\,B_n]$ sînt matrice coloane. Din acest punct de vedere notația $[B_{ik}]$ este puțin neobișnuită însă noi o recomandăm, deoarece în acest fel necunoscutele B_{ik} sînt mai ușor de identificat. În general, la un i (ori k) dat, k (ori i) nu ia toate valorile întregi pînă la m, acest lucru depinzînd de conturul secțiunii conductorului. Din cele m elemente ale unei linii a matricei $[D]$, cel puțin unul și cel mult 4 sînt diferite de zero. Valorile lor sînt, în general 1, $-(4 + \mathrm{j}\,\zeta)$, 1,1. Valoarea lui ε_{ik} este de cele mai multe ori zero, cu excepția punctelor vecine frontierii cînd ε_{ik} ia, în general, valoarea -1, uneori -2 sau -3. Pe de altă parte, ecuația (4) devine :

$$\frac{(\Delta l)^2}{S}\,\Sigma B_{ik} + \frac{S - m\,(\Delta l)^2}{S}\,B_n = B_{med}. \tag{10}$$

Din ecuațiile (9) se deduc necunoscutele B_{ik},

$$[B_{ik}] = [D]^{-1}\,[\varepsilon_{ik}\,B_n], \tag{11}$$

care, introduse în (10), ne dau pe B_n și astfel întreaga distribuție de cîmp devine cunoscută.

Soluția se obține deci prin inversarea matricei $[D]$.

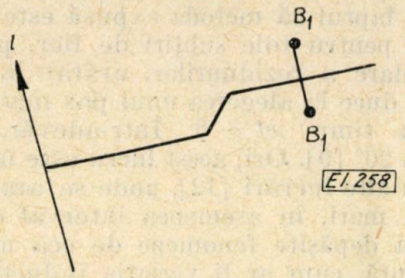


Fig. 2. Linia de minim.

Principial, ecuațiile (9), (10) pot fi oricînd soluționate pînă la expresii analitice. Pentru fiecare necunoscută B_{ik} se va găsi o funcție $\psi_{ik}(\mathrm{j}\zeta_l)$, astfel încît în final vom obține :

$$B_{ik} = \psi_{ik}(\mathrm{j}\zeta_l)\;B_{med}. \tag{12}$$

Pentru secțiuni mai complicate este de preferat o soluție numerică, deoarece pentru ecuații de tipul (9), chiar mult mai complicate, există elaborate rutine corespunzătoare. Reamintim că inversări de astfel de matrice intervin curent la calculul rețelelor de forță.

O dată avută o primă soluție numerică, putem determina în domeniul considerat o serie de linii, care se bucură de o proprietate invariantă în raport cu ζ_l. În punctele acestor linii (fig. 2) avem :

$$\frac{\partial B}{\partial l} = 0, \tag{13}$$

direcția 1 fiind perpendiculară pe linia respectivă (fig. 2). În general, o suprafață oarecare (fig. 1) are cel puțin două astfel de linii.

Cunoscînd aceste linii, avem posibilitatea de a relua calculul într-o nouă etapă și simplifica

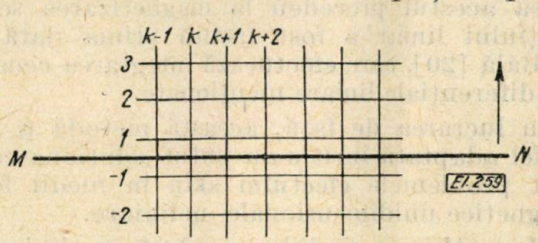


Fig. 3. Linia de minim și construcția rețelei.

considerabil aflarea soluției analitice a ecuațiilor (9) în felul următor :

Fără a micșora generalitatea metodei, considerăm că această linie (linia de minim) este o dreaptă $M\,N$ (fig. 3) și construim o nouă rețea

convenabilă, care să se încadreze bine cu frontiera, însă astfel încît linia $M\ N$ sau să facă parte din rețea sau să taie ochiurile corespunzătoare la jumătate ca în figura 3. Este de preferat această ultimă alternativă, așa cum va rezulta, de altfel, și din prezenta lucrare.

Luăm ca necunoscute auxiliare valorile inducției în punctele liniei cu nr. 1, adică în punctele $(k-1)$ 1, k 1, $(k+1)$ 1. Este ușor de văzut că, în funcție de aceste necunoscute, se pot exprima pe rînd toate necunoscutele însă succesiv de pe linia *2*, apoi de pe linia *3* etc., sub forma unor ecuații de recurență. Astfel, scriind ecuația (6) pentru punctul k 1 și ținînd seamă că, datorită ecuației (13) $B_{k\,(-1)} = B_{k1}$ și că indicele 0 nu există, se obține relația de recurență :

$$B_{k2} = (3 + \mathrm{j}\,\zeta_l)\,B_{k1} - B_{(k+1)1} - B_{(k-1)1}. \quad (14)$$

În acest fel toate mărimile B_{k2} pot fi imediat deduse. În continuare și în mod analog se vor găsi valorile B_{k3} etc.

În final va trebui să se mai rezolve un sistem minim, care ar cuprinde numai valorile B_{k1} și B_n.

Pentru forme de secțiuni complicate, calculul în etapa a doua poate fi de cîteva zeci de ori mai simplu decît dacă s-ar întreprinde un calcul analitic pornind direct de la ecuația (9). Dacă avem de-a face cu secțiuni cu axe de simetrie, ca tolă subțire, cerc, dreptunghi, poligon regulat etc., ne putem dispensa de ecuațiile (9), deoarece liniile de minim sînt chiar axele de simetrie.

Dacă rețeaua nu este cu ochiuri pătrate sau dacă nu se încadrează perfect cu frontiera, tehnica diferențelor finite [22] dă suficiente indicații cum trebuie procedat. Dacă linia de minim (fig. 3) nu este o dreaptă, ea urmează să fie liniarizată pe porțiuni convenabile, de exemplu, ca în figura 4.

De asemenea la nevoie, se pot utiliza coordonate curbilinii.

Exemplele de mai jos vor ilustra aplicarea metodei.

2.1. Magnetizarea tolei subțiri

Datorită simetriei, în figura 5 s-a reprezentat numai jumătate din grosimea de tolă, cum și sistemul de referință. Tensiunea de magnetizare la suprafață este astfel direcționată încît inducția are numai componenta B_z, care va fi numită simplu B și care este funcție de variabila y.

În aceste condiții, ecuația (5) devine :

$$\frac{\partial^2 B}{\partial y^2} = \mathrm{j}\,\frac{\xi^2}{2}\,B \quad (15)$$

cu

$$\xi = d\sqrt{\gamma\,\mu\,\omega/2} = \frac{d}{a} \quad (16)$$

și cu condiția

$$\int_0^1 B\,\mathrm{d}y = B_{med}. \quad (17)$$

În ecuațiile (15) — (17), variabila y este considerată în valori relative față de semigrosimea $d/2$.

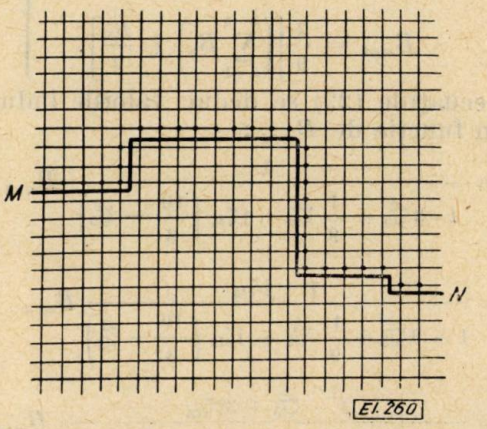


Fig. 4. Liniarizarea liniei de minim.

Grosimea de tolă se împarte într-un număr impar $(2n-1)$ de straturi (fig. 5). Scriind membrul 1 al ecuației (15), în diferențe finite, pentru stratul k se obține ecuația de recurență :

$$B_{k+1} = 2B_k + \mathrm{j}\,\zeta_{tn}\,B_k - B_{k-1} \quad (18)$$

cu

$$\zeta_{tn} = \xi^2(\Delta y)^2/2 = \xi^2\,\frac{2}{(2n-1)^2}, \quad (19)$$

indicele t înseamnă că cantitatea adimensională ζ se referă la tolă subțire, iar n este indicele stratului de la margine. Pentru stratul 1 se obține :

$$B_2 = B_1\,(1 + \mathrm{j}\ \zeta_{tn}), \quad (20)$$

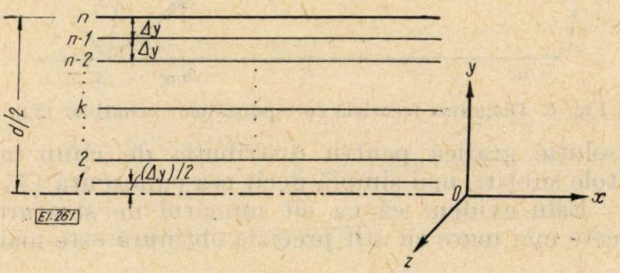


Fig. 5. Secțiune prin tolă cu arătarea straturilor și a sistemului de referință.

iar ecuația (17) devine :

$$B_{med} = \frac{2}{2n-1}\left[\left(\sum_{k=1}^{k=n-1} B_k\right) + \frac{B_n}{2}\right]. \quad (21)$$

Pentru $n = 5$ (9 straturi) ecuațiile (18) și (20), (21), devin :

$$\left.\begin{aligned} B_1 &\to \text{arbitrar} \\ B_2 &= B_1 + \mathrm{j}\,\zeta_{t5}\,B_1 \\ B_3 &= 2\,B_2 + \mathrm{j}\,\zeta_{t5}\,B_2 - B_1 \\ B_4 &= 2\,B_3 + \mathrm{j}\,\zeta_{t5}\,B_3 - B_2 \\ B_5 &= 2\,B_4 + \mathrm{j}\,\zeta_{t5}\,B_4 - B_3 \\ B_{med} &= \frac{2}{9}\left[\left(\sum_{k=1}^{k=4} B_k\right) + \frac{B_5}{2}\right]. \end{aligned}\right\} \quad (22)$$

din ecuațiile (22) se deduc valorile inducțiilor B_k în funcție de B_{med} :

$$\left.\begin{aligned} B_1 &= \frac{1}{1-3\zeta_{t5}^2+\frac{1}{9}\zeta_{5t}^4+\mathrm{j}\zeta_{t5}\left(\frac{10}{3}-\zeta_{t5}^2\right)}\,B_{med} \\ B_2 &= \frac{1+\mathrm{j}\zeta_{t5}}{1-3\zeta_{t5}^2+\frac{1}{9}\zeta_{t5}^4+\mathrm{j}\zeta_{t5}\left(\frac{10}{3}-\zeta_{t5}^2\right)}\,B_{med} \\ B_3 &= \frac{1-\zeta_{t5}^2+3\mathrm{j}\zeta_{t5}}{1-3\zeta_{t5}^2+\frac{1}{9}\zeta_{t5}^4+\mathrm{j}\zeta_{t5}\left(\frac{10}{3}-\zeta_{t5}^2\right)}\,B_{med} \\ B_4 &= \frac{1-5\zeta_{t5}^2+\mathrm{j}\zeta_{t5}(6-\zeta_{t5}^2)}{1-3\zeta_{t5}^2+\frac{1}{9}\zeta_{t5}^4+\mathrm{j}\zeta_{t5}\left(\frac{10}{3}-\zeta_{t5}^2\right)}\,B_{med} \\ B_5 &= \frac{1-15\zeta_{t5}^2+\zeta_{t5}^4+\mathrm{j}\zeta_{t5}(10-7\zeta_{t5}^2)}{1-3\zeta_{t5}^2+\frac{1}{9}\zeta_{t5}^4+\mathrm{j}\zeta_{t5}\left(\frac{10}{3}-\zeta_{t5}^2\right)}\,B_{med} \end{aligned}\right\} \quad (23)$$

Ecuațiile (22) pot fi ușor transpuse într-o diagramă fazorială (fig. 6), care reprezintă o

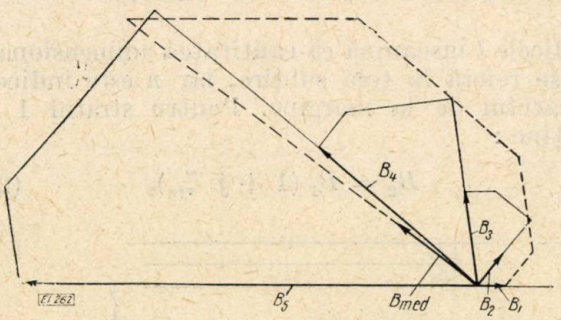


Fig. 6. Diagrama fazorială corespunzătoare ecuațiilor (22).

soluție grafică pentru distribuția de cîmp în tole subțiri, mai simplă decît cea cunoscută [7].

Este evident că cu cît numărul de straturi este mai mare cu atît precizia obținută este mai mare. Este, totuși, interesant de știut, care este eroarea care se face dacă ne mulțumim cu o împărțire grosolană a domeniului, de exemplu $n = 5$. Cunoscînd soluția exactă care este [23] :

$$B_y = B_{med}\,\frac{c\cdot d}{2}\,\frac{\cos \mathrm{h}\, c\,\frac{d}{2}\,y}{\sin \mathrm{h}\, c\,\frac{d}{2}} \quad (24)$$

cu

$$c = \sqrt{\mathrm{j}\,\gamma\,\mu\,\omega} \quad (25)$$

s-a efectuat comparația într-un caz concret $\zeta_{t5} = 1{,}111$, respectiv $\xi = 6{,}708$. Rezultatele sînt date în tabela 1. Calculele s-au făcut cu rigla. Pentru inducția medie s-a luat : $B_{med} = 1 \times \exp(\mathrm{j}\theta)$.

Așa după cum se poate vedea, chiar pentru $n = 5$ modulul inducției la margine diferă numai cu 1,5% de valoarea exactă.

Tabela permite urmărirea erorii atît în modul, cît și în fază. Pe o cale diferită, Bălă [20] ajunge la rezultate analoge în cazul magnetizării cu tensiune magnetizantă sinusoidală de suprafață a semispațiului conductor liniar.

Dacă împărțim grosimea de tolă în trei straturi $n = 2$, care reprezintă cel mai mic număr impar posibil (cu excepția lui 1), ecuațiile (22) devin :

$$B_n = B_2 = (1 + \mathrm{j}\,\zeta_{t2})\,B_1 \quad (26)$$

$$B_{med} = \frac{2}{3}\,B_1 + \frac{1}{3}\,B_2 \quad (27)$$

cu

$$\zeta_{t2} = \frac{2}{9}\,\xi^2 \quad (28)$$

Această împărțire prezintă interes atunci cînd vom examina cazul mediului feromagnetic.

2.2 Magnetizarea conductorului cilindric cu secțiune circulară

Folosind coordonate cilindrice ρ, θ, z, ecuațiile (1) și (2) dau :

$$\frac{\partial^2 B}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho}\,\frac{\partial B}{\partial \rho} + \mathrm{j}\,\gamma\,\mu\,\omega\,r^2\,B = 0, \quad (29)$$

Tabela 1

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5
După ecuația exactă (24)	$0{,}33 \times \exp(-\mathrm{j}\,139°\,10')$	$0{,}472 \times \exp(-\mathrm{j}\,87°\,55')$	$1{,}03 \times \exp(-\mathrm{j}\,40°\,11')$	$2{,}25 \times \exp(\mathrm{j}\,2°\,40')$	$4{,}74 \times \exp(\mathrm{j}\,45°)$
După ecuațiile (23)	$0{,}29 \times \exp(-\mathrm{j}\,132°\,37')$	$0{,}437 \times \exp(-\mathrm{j}\,85°\,37')$	$0{,}97 \times \exp(-\mathrm{j}\,38°\,35')$	$2{,}15 \times \exp(\mathrm{j}\,1°\,50')$	$4{,}67 \times \exp(\mathrm{j}\,42°)$

variabila ρ fiind considerată în valori relative faţă de raza cercului r. Împărţim cercul într-un număr impar $(2\ n-1)$ de straturi concentrice (fig. 7).

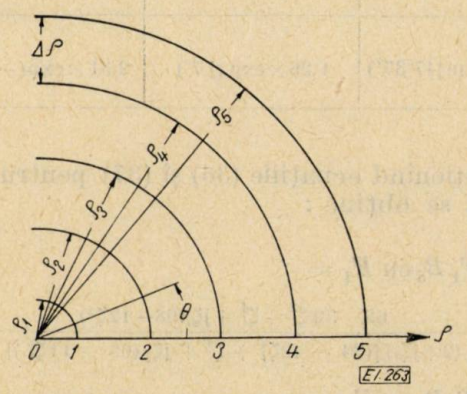


Fig. 7. Reţea acoperind o secţiune circulară.

După metoda arătată se deduce următoarea relaţie de recurenţă :

$$B_{k+1} = \frac{2k-1}{k} B_k - \mathrm{j}\frac{2k-1}{2k}\zeta_{cn} B_k - \frac{k-1}{k} B_{k-1} \tag{30}$$

cu

$$\zeta_{cn} = \gamma\ \mu\ \omega \left(\frac{2r}{2n-1}\right)^2 \tag{31}$$

precum şi

$$B_{med} = \frac{4}{2n-1}\left[\left(\sum_{k=1}^{n-1}\frac{2k-1}{2n-1} B_k\right) + \frac{B_n}{2}\right] \tag{32}$$

În aceste relaţii k este un întreg care poate varia între 1 şi $n-1$.

În cazul figurii 7, cu $n = 5$ se obţine :

$$\left.\begin{aligned}
B_1 &\rightarrow \text{arbitrar}\\
B_2 &= \left(1 - \frac{1}{2}\mathrm{j}\,\zeta_{c5}\right) B_1\\
B_3 &= \frac{3}{2}\left(1 - \frac{1}{2}\mathrm{j}\,\zeta_{c5}\right) B_2 - \frac{1}{2} B_1\\
B_4 &= \frac{5}{3}\left(1 - \frac{1}{2}\mathrm{j}\,\zeta_{c5}\right) B_3 - \frac{2}{3} B_2\\
B_5 &= \frac{7}{4}\left(1 - \frac{1}{2}\mathrm{j}\,\zeta_{c5}\right) B_4 - \frac{3}{4} B_3\\
B_{med} &= \frac{4}{9}\left(\frac{1}{9} B_1 + \frac{3}{9} B_2 + \frac{5}{9} B_3 + \right.\\
&\quad \left. + \frac{7}{9} B_4 + \frac{1}{2} B_5\right)
\end{aligned}\right\} \tag{33}$$

Ecuaţiile (33) pot fi transpuse într-o diagramă fazorială conform figurii 8, care reprezintă o soluţie grafică simplă a repartiţiei în conductorul cilindric cu secţiunea circulară.

Din ecuaţiile (33) se deduc valorile inducţiilor B_k în funcţie de B_{med} :

$$\left.\begin{aligned}
B_1 &= \frac{1}{\frac{82}{81} - \frac{215}{108}\zeta_{c5}^2 + \frac{35}{576}\zeta_{c5}^4 + \mathrm{j}\zeta_{c5}\left(-\frac{70}{27} + \frac{172}{324}\zeta_{c5}^2\right)} B_{med}\\
B_2 &= \frac{1 - \frac{1}{2}\mathrm{j}\zeta_{c5}}{\frac{82}{81} - \frac{215}{108}\zeta_{c5}^2 + \frac{35}{576}\zeta_{c5}^4 + \mathrm{j}\zeta_{c5}\left(-\frac{70}{27} + \frac{175}{324}\zeta_{c5}^2\right)} B_{med}\\
B_3 &= \frac{1 - \frac{3}{8}\mathrm{j}\zeta_{c5}^2 - \frac{3}{2}\mathrm{j}\zeta_{c5}}{\frac{82}{81} - \frac{215}{108}\zeta_{c5}^2 + \frac{35}{576}\zeta_{c5}^4 + \mathrm{j}\zeta_{c5}\left(-\frac{70}{27} + \frac{175}{324}\right)\zeta_{c5}^2} B_{med}\\
B_4 &= \frac{1 - \frac{15}{8}\zeta_{c5}^2 + \mathrm{j}\zeta_{c5}\left(-3 + \frac{5}{16}\zeta_{c5}^2\right)}{\frac{82}{81} - \frac{215}{108}\zeta_{c5}^2 + \frac{35}{576}\zeta_{c5}^4 + \mathrm{j}\zeta_{c5}\left(-\frac{70}{27} + \frac{175}{324}\zeta_{c5}^2\right)} B_{med}\\
B_5 &= \frac{1 - \frac{45}{8}\zeta_{c5}^2 + \frac{35}{128}\zeta_{c5}^4 + \mathrm{j}\zeta_{c5}\left(-5 + \frac{35}{16}\zeta_{c5}^2\right)}{\frac{82}{81} - \frac{215}{108}\zeta_{c5}^2 + \frac{35}{576}\zeta_{c5}^4 + \mathrm{j}\zeta_{c5}\left(-\frac{70}{27} + \frac{175}{324}\zeta_{c5}^2\right)} B_{med}
\end{aligned}\right\} \tag{34}$$

Aplicînd aceste ecuaţii în cazul unui conductor de cupru cu $r = 2{,}5$ mm şi comparînd rezultatele cu cele exacte date de ecuaţia cunoscută [23] :

$$B = B_{med}\frac{cr\,J_0(cr\,\rho)}{J_1(cr)} \tag{35}$$

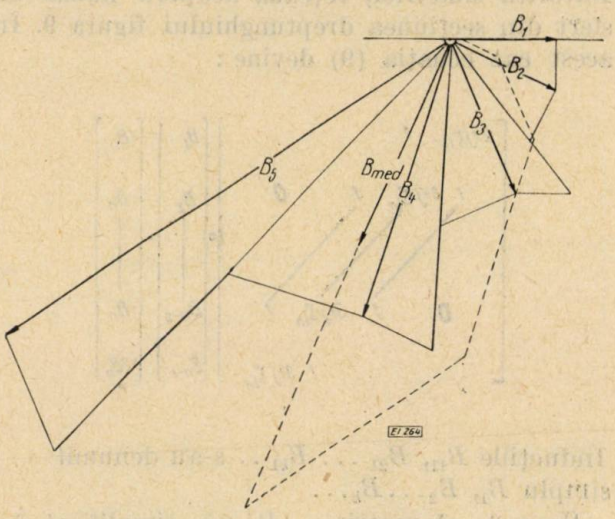


Fig. 8. Diagrama fazorială corespunzătoare ecuaţiilor (33).

se obţine tabela 2.

Calculele s-au efectuat pentru $\zeta_{c5} = 1$, corespunzînd unei frecvenţe de 7170 Hz, respectiv $c = 18\ e^{i\frac{\pi}{4}}$. Diferenţele obţinute pentru acest

Tabela 2

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5
După ecuația exactă (35)	$0{,}526 \times \exp(j\,115°\,09')$	$0{,}565 \times \exp(j87°26')$	$0{,}795 \times \exp(j\,44°)$	$1{,}33 \times \exp(j1°\,10')$	$2{,}43 \times \exp(-j\,40°)$
După ecuațiile (34)	$0{,}446 \times \exp(j\,115°)$	$0{,}449 \times \exp(j88°26')$	$0{,}725 \times \exp(j47°37')$	$1{,}26 \times \exp(j\,7°)$	$2{,}31 \times \exp(-j\,33°)$

caz sînt mai mari (5,2%) decît în cazul tolei subțiri datorită faptului că ecuația (29) conține și derivate de ordinul 1. Pentru o precizie de același ordin de mărime trebuie mărit numărul straturilor.

2.3. Magnetizarea conductorului cu secțiunea dreptunghi plat

Să considerăm un conductor cu secțiunea dreptunghi plat și să construim o rețea ca în figura 9. Raportul laturilor este $(2\,n-1)/3$.

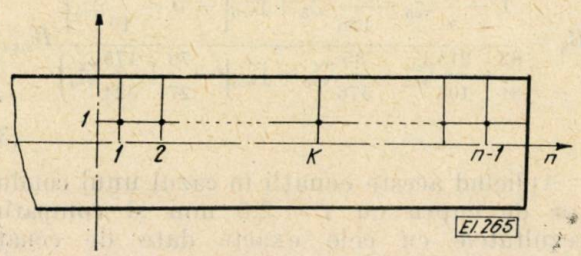


Fig. 9. Rețea acoperind o secțiune dreptunghi plat.

Datorită simetriei, rețeaua acoperă numai un sfert din secțiunea dreptunghiului figura 9. În acest caz ecuația (9) devine :

$$\begin{bmatrix} 2+j\zeta_{1n} & 1 & & & \\ 1 & 3+j\zeta_{1n} & 1 & 0 & \\ & 1 & 3+j\zeta_{1n} & 1 & \\ 0 & & 1 & 3+j\zeta_{1n} & \\ & & & 1 & 3+j\zeta_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ B_{n-2} \\ B_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B_n \\ -B_n \\ \vdots \\ -B_n \\ -2B_n \end{bmatrix}$$

Inducțiile B_{11}, B_{21} ... B_{k1} .. s-au denumit simplu B_1, $B_2 \ldots B_k \ldots$

Se vede că matricea $[D]$ s-a simplificat devenind o matrice hermitică tridiagonală de rang $(n-1)$. Pe de altă parte, ecuația (10) dă :

$$\frac{4}{3(2n-1)} \sum_{i=1}^{n-1} B_k + \frac{2n+1}{3(2n-1)} B_n = B_{med} \qquad (37)$$

Soluționînd ecuațiile (36) și (37) pentru cazul $n = 5$, se obține :

$$\left.\begin{aligned} B_1 &= F_1 B_5 \text{ cu } F_1 = \\ &= \frac{68 - 52\zeta_l^2 + \zeta_l^4 + j\zeta_l(98 - 12\zeta^2)}{(2 + j\zeta_l)\,[(34 - 42\zeta_l^2 + \zeta_l^4 + j\zeta_l\,(65 - 11\zeta_l^2)]} \\ B_2 &= F_2 B_5 \text{ cu } F_2 = \\ &= \frac{34 - 10\zeta_l^2 + j\zeta_l\,(33 - \zeta_l^2)}{34 - 42\zeta_l^2 + \zeta_l^4 + j\zeta_l\,(65 - 11\zeta_l^2)} \\ B_3 &= F_3 B_5 \text{ cu } F_3 = \\ &= \frac{34 - 11\zeta_l^2 + j\zeta_l\,(36 - \zeta_l^2)}{34 - 42\zeta_l^2 + \zeta_l^4 + j\zeta\,(65 - 11\zeta_l^2)} \\ B_4 &= F_4 B_5 \text{ cu } F_4 = \\ &= \frac{102 - 95\zeta_l^2 + 2\zeta_l^4 + j\zeta_l\,(166 - 23\zeta_l^2)}{(3 + j\zeta_l)\,[34 - 42\zeta_l^2 + \zeta_l^4 + j\zeta_l\,(65 - 11\zeta_l^2)]} \\ B_5 &= \frac{27}{4\,(F_1 + F_2 + F_3 + F_4) + 11}\, B_{med} \end{aligned}\right\} \qquad (38)$$

În încheierea capitolului conductorului izotropic liniar trebuie să mai arătăm că metoda, în felul cum s-a expus aici în cazul problemei bidimensionale, este aplicabilă într-un mod analog și pentru cîmpuri tridimensionale, metoda diferențelor finite [22] decurgînd în mod identic. În loc de linii de minim vom avea suprafețe de minim. Matricea $[D]$ va avea un număr mult mai mare de elemente. În cazul corpurilor cu suprafețe de simetrie se vor putea obține, de asemenea, simplificări considerabile.

După cum s-a văzut în problemele efectului skin în medii conductoare liniare intervine cantitatea adimensională ζ, respectiv ζ_t pentru tolă subțire, ζ_c pentru cerc, ζ_l pentru secțiune oarecare. Expresia generală în toate cazurile acestei mărimi este $\zeta = \gamma\mu\omega(\Delta l)^2$. Dacă se face pentru tolă subțire $\Delta l = d/(2\,n-1)$, se obține ζ_{tn} după ecuația (19), iar dacă se face $\Delta l = 2r/(2\,n-1)$ pentru cercul de rază r se obține ζ_{cn} după ecuația (31). În analogie cu cunoscuta denumire „grosimea redusă" [24], dată de ecuația (16), mărimea $\sqrt{\zeta/2}$ poate fi denumită pasul redus :

$$\sqrt{\zeta/2} = \Delta l/a,$$

unde a este adîncimea de pătrundere $= 1/\sqrt{(\gamma\mu\omega)/2}$.

Cu cît diviziunea este mai fină, cu atît pasul redus este mai mic. Ecuațiile care dau distribuția de cîmp conțin mai mulți termeni, iar soluția este mai exactă.

3. Magnetizarea mediului feromagnetic

Așa după cum s-a văzut, metoda de calcul dată în capitolul precedent a derivat din aplicarea tehnicii „ecuațiilor cu timp continuu — spațiu discret". Acest lucru explică, în parte, de ce s-a putut obține un grad de precizie atît de mare chiar cu o diviziune grosolană a domeniului. Trebuie, de asemenea, reținut că calculul se pornește de pe axa de simetrie sau din apropierea ei și nu de pe frontieră, așa cum se obișnuiește de cele mai multe ori. S-a profitat, de asemenea, de faptul că s-a cunoscut forma exactă a undei (o sinusoidă) de cîmp, folosindu-se avantajele calculului în complex și făcînd să dispară variabila θ. În cazul conductorului feromagnetic nu se mai cunoaște forma exactă a undei b. Se cunoaște însă că funcția $b\ (\theta)$ este periodică și că condiția :

$$b\ (\theta) = -\ b(\theta + \pi) \tag{39}$$

este valabilă. În această situație, ecuațiile (1) și (2) admit o soluție unică *.

3.1. Formularea problemei

Soluționarea ecuațiilor lui Maxwell (1), (2), în cazul mediului feromagnetic va fi analizată în condițiile relației neliniare dintre inducția $\boldsymbol{B}$ și cîmpul $\boldsymbol{H}$ într-un material presupus omogen. Nu se va ține seamă de discontinuitățile locale datorită structurii policristaline a materialului sau de teoria domeniilor în metal.

În cele ce urmează se va efectua soluționarea în detaliu numai pentru cazul magnetizării cu flux total sinusoidal al tolelor subțiri de fier.

În sistemul de coordonate și de condiții arătate în figura 5, ecuațiile (1) și (2) dau :

$$\frac{\partial^2 h}{\partial y^2} = \gamma \cdot \omega \frac{d^2}{4} \frac{\partial b}{\partial \theta} \tag{40}$$

variabila y fiind considerată în valori relative față de $d/2$.

Ne propunem să soluționăm ecuația (40) în următoarele condiții :

$$\left.\begin{aligned} b_y &= b_{-y} \\ h_y &= h_{-y} \end{aligned}\right\} \tag{41}$$

$$\int_0^1 b\,dy = b_{med}. \tag{42}$$

Se presupune dată, de asemenea, curba de magnetizare :

$$\left.\begin{aligned} h &= f\ (b) \\ b &= \Phi\ (h) \end{aligned}\right\} \tag{43}$$

Forma sub care se presupune cunoscută funcția de magnetizare poate fi analitică, grafică sau întabulată sub formă de valori discrete. Dacă se ține seamă de histereză, funcția (43) va trebui să corespundă buclei de histereză. În acest caz funcțiile (43) sînt diferite pentru fiecare strat în parte și implică cunoașterea valorii de vîrf a inducției în acel strat, ceea ce la început nu se cunoaște. Din acest motiv este necesar a se începe calculul cu o curbă de magnetizare mediană. Funcțiile (43) capătă în acest caz un caracter impar :

$$\pm\ h = f\ (\pm b)$$
$$\pm\ b = \Phi\ (\pm h)$$

3.2. Distribuția inducției la magnetizarea tolelor subțiri de fier

Calculul este extrem de simplu dacă s-ar putea începe de la mijlocul tolei [7], adică dacă s-ar cunoaște unda b_1 în loc de unda integrală $\hat{b}_{med}$ sin θ. Din acest motiv noi vom inversa problema.

Presupunem deci că se cunoaște unda b_1 și se cere a se determina distribuția inducției în material, cum și unda b_{med}. În astfel de condiții unda h_1 se obține din $h_1 = f\ (b_1)$, iar unda h_2 și b_2 din :

$$h_2 = h_1 + \gamma\omega \frac{d^2}{4} (\Delta y)^2 b_1' = h_1 + p_n b_1' \tag{44}$$
$$b_2 = \Phi\ (h_2).$$

Pentru h_3 și b_3 avem :

$$h_3 = 2\ h_2 - h_1 + p_n b_2' \tag{45}$$
$$b_3 = \Phi\ (h_3)$$

și în general :

$$h_k = 2\ h_{k-1} - h_{k-2} + p_n\ b_{k-1}' \tag{46}$$
$$b_k = \Phi\ (h_k)$$

cu

$$p_n = \gamma \cdot \omega \frac{d^2}{4} (\Delta y)^2 = \gamma \cdot \omega \left(\frac{d}{2n-1}\right)^2. \tag{47}$$

Aceste ecuații ne permit să găsim oricare undă h_k sau b_k, cunoscînd undele anterioare. În final vom putea găsi și unda integrală :

$$\hat{b}_{med} \sin\ \theta = \frac{2}{2n-1}\left[\left(\sum_{k=1}^{n-1} b_k\right) + \frac{b_n}{2}\right] \tag{48}$$

care trebuie să fie o sinusoidă.

Dar, unda b_1 este necunoscută. În general, se cunoaște fie unda integrală $\hat{b}_{med}$ sin θ în cazul

* Ca și în cazul mediului conductor liniar, în cadrul acestei lucrări nu se va examina aspectul matematic al unicității soluției.

unei magnetizări cu flux total sinusoidal, fie unda $\hat{h}_n \sin\theta$ în cazul unei magnetizări cu tensiune magnetizantă sinusoidală de suprafață.

Pentru a soluționa problema în acest caz se pornește, în principiu, de la o undă b_1 ipotetică, care ne va determina b_{med} după ecuațiile arătate mai sus și care va fi apoi comparată cu o sinusoidă. Prin deformații succesive ale curbei alese b_1 se va putea obține pentru b_{med} o undă cît dorim de aproape de sinusoidă. Este inutil să exagerăm calculele. Dacă reușim să obținem pentru b_{med} o undă care diferă de sinusoidă în condițiile standard (5%), ne putem declara satisfăcuți.

Găsirea undei b_1 determină întreaga distribuție de cîmp în tola subțire de fier.

3.3. *Detalii asupra metodei*

Ecuațiile (44) — (48) arată că dacă se pun sub formă analitică unda b_1 și funcția de magnetizare (43), întreaga distribuție de cîmp poate fi pusă sub formă analitică. Dacă funcțiile b_1 și (43) nu sînt explicitate, forma analitică a undelor b_k cu indicare de operații explicite este foarte laborioasă, complicată, însă exagerată în mod inutil. Astfel, de exemplu, numind cu h_1, b_1, Φ, f, funcțiile respective sub formă generală neexplicitate, avem pentru undele h_2 și b_2 ecuațiile (44) arătate mai înainte, iar pentru unda h_3 :

$$h_3 = h_1 + 2p_n b_1' + p_n(h_1' + p_n b_1'')\Phi'(h_2) \quad (49)$$

pentru unda h_4 :

$$h_4 = h_1 + 3p_n b_1' + 2p_n(h_1' + p_n b_1'')\Phi'(h_2) + p_n\Phi'(h_3)[h_1' + 2p_n b_1'' + p_n(h_1'' + p_n b_1''')\Phi'(h_3) + p_n\Phi''(h_2)(h_1' + p_n b_1'')^2]. \quad (50)$$

Ceea ce este însă util de reținut este că funcțiile inițiale b_1, h_1 și Φ trebuie să fie derivabile pînă la gradul $n-1$, iar derivatele trebuie să fie finite.

Dacă avem explicitate funcțiile b_1, h_1 și Φ, atunci aflarea formei analitice a funcțiilor b_k este mai simplă, aceasta efectuîndu-se, pe rînd, datorită ecuațiilor de recurență (46). Dar și în acest caz pot interveni greutăți de neînvins dacă undele b_1, h_1, cum și funcția Φ sînt exprimate prin ecuații transcendente. Numai exprimarea prin serii de puteri ale valorilor variabilelor independente ale acestor funcții poate duce cu oarecare ușurință la o exprimare analitică de același tip a undelor b_k. Excepție face unda b_2 pentru aflarea căreia se dispune de ecuația simplă (44). Dacă se analizează ecuația (46) se vede că pentru a profita de stabilitatea absolută pe care o oferă tehnica „ecuațiilor cu timp continuu — spațiu discret" este suficient, pentru calculul undei b_k, de a dispune numai de unda b_{k-1}, sub formă analitică. În acest fel derivata b_{k-1}' se determină analitic și relația (46) ne furnizează unda b_k punct cu punct. Orice problemă de stabilitate, atît de neplăcută în calculul cu diferențe finite, dispare.

Procedeul de calcul preconizat de noi se bazează pe transpunerea sub formă analitică a undei b_{k-1} printr-o racordare de arce de parabole cu menținerea tangentei în punctul de joncțiune. Numărul acestor arce de parabole și gradul lor depind de pretențiile de exactitate pe care le dorim. Precizii de ordinul 1% sau 10‰ sînt ușor de obținut. O descompunere limitată în armonici a undei b_{k-1} nu este de recomandat, deoarece este foarte neprecisă, pe lîngă faptul că este complicată și laborioasă. În exemplele de calcul arătate mai jos, în prezenta lucrare noi am utilizat parabole de gradul 2 și 4.

După ce s-a aflat, punct cu punct, unda b_k, aceasta, la rîndul ei, se transpune sub formă analitică în același mod, făcînd posibilă aflarea, punct cu punct, a undei b_{k+1} etc. În final se va mai determina și unda integrală b_{med} după ecuația (48) și care urmează să fie comparată cu o sinusoidă. Această comparație ne va indica unde trebuie să deformăm unda inițială b_1, pentru ca sinusoida b_{med} să fie cît mai perfectă. Funcția de magnetizare nu este neapărat necesar a fi transpusă sub o formă analitică.

Este de la sine înțeles că aflarea undei b_k din unda b_{k-1}, după ecuația (46), poate fi obținută și prin tehnica diferențelor finite punînd $b_{k-1}' = \Delta b_{k-1}/\Delta\theta$. În acest caz este necesar să se adopte pentru pasul $\Delta\theta$ o valoare cît de mică, cel puțin $\Delta\theta = 2°$. În locurile unde apar nestabilități, această valoare trebuie și mai mult micșorată [19].

3.4. *Determinarea undei inițiale* b_1

Am arătat că în principiu calculul se pornește de la o undă b_1 luată oarecum la întîmplare. În realitate acest lucru nu este atît de dificil, cum ar părea la prima vedere.

Pentru a găsi forma de undă b_1 se împarte grosimea de tolă în trei straturi, astfel încît în cazul magnetizării cu flux total sinusoidal avem de aflat doar două unde : cea inițială b_1 și cea pe frontieră $b_2 = b_n$ ($n = 2$), iar în cazul magnetizării cu tensiune magnetizantă sinusoidală de suprafață, doar unda inițială b_1. Pentru primul caz este posibil a se găsi unda b_1, pornind invers de la sinusoida $\hat{b}_{med} \times \sin\theta$, folosind tehnica diferențelor finite și alegînd o valoare convenabilă pentru pasul $\Delta\theta$. Acest lucru poate fi făcut scriind ecuația (44) sub forma :

$$\Delta b_1 = (h_2 - h_1)(\Delta\theta)/p_2. \quad (51)$$

Pe de altă parte, ecuația (27) scrisă în valori instantanee dă :

$$b_2 = 3b_{med} - 2b_1. \quad (52)$$

Să presupunem că cunoaștem o primă pereche de valori $\hat{b}_{med} \sin \theta$ și b_1 instantanee corespondente. În acest caz, ecuația (52) ne dă valoarea b_2 (deci h_2), iar ecuația (51), valoarea diferenței Δb_1 și deci valoarea vecină a lui b_1, adică $b_1 + \Delta b_1$, în timp ce valoarea vecină a undei integrale b_{med} este $\hat{b}_{med} \sin (\theta + \Delta\theta)$. Cunoaștem deci o a doua pereche de valori corespondente b_{med} și b_1 cu care procedăm la fel. În felul acesta se pot construi simultan ambele unde b_1 și b_2. Urmează să vedem acum cum alegem prima pereche de valori b_{med}, b_1. Acest lucru se face la întîmplare. Dacă această pereche de valori, alese la întîmplare, sînt corespondente, după parcurgerea ciclului de 180°, conform ecuației (39), trebuie să regăsim valorile b_1 însă cu semn schimbat. Cum acest lucru, în general, nu se întîmplă, se continuă calculul peste 180°. După un timp, se constată că valorile b_1 (și b_2) se repetă cu semn schimbat, în care caz calculul trebuie socotit încheiat, unda b_1 (sau b_2) reprezentînd ansamblul valorilor pe intervalul 180° socotit înapoi, din momentul cînd valorile absolute b_1 se repetă. Convergența către repetarea valorilor absolute este destul de rapidă. Exemplele numerice din prezenta lucrare dau o indicație prețioasă asupra alegerii valorilor instantanee inițiale, astfel încît calculele inutile să poată fi mult scurtate.

În continuare să împărțim fiecare dintre cele trei straturi ale grosimii d în încă trei straturi. În felul acesta înseamnă că grosimea de tolă s-a împărțit în nouă straturi. În această situație facem ipoteza că unda b_1 găsită prin calculul anterior a devenit b_2 în noua împărțire a tolei ($n = 5$). Obținerea undei b_1 din b_2 se face cu ecuația :

$$\Delta b_1 = (h_2 - h_1)(\Delta\theta)/p_5. \qquad (53)$$

Și în acest caz se pornește de la o pereche de valori b_2, b_1 luate la întîmplare și care, după parcurgerea a 180°, converg către repetarea valorilor absolute.

Se obține în felul acesta o undă inițială b_1 pe care o presupunem că reprezintă unda reală dacă grosimea de tolă s-ar fi împărțit de la început în nouă straturi. Experiențe numerice efectuate de noi au arătat că dacă se pornește calculul de la această undă inițială b_1, calcul efectuat în mod exact după ecuațiile (44)—(47), se obține pentru b_{med} o undă destul de aproape de o sinusoidă și care, în foarte multe cazuri, poate fi considerată satisfăcătoare. În orice caz, deformările ulterioare ale undei b_1, care s-ar mai întreprinde, nu mai prezintă nici o dificultate.

Calculul invers arătat mai sus este un calcul pur prin diferențe finite. Se poate stabili și în acest caz o metodă analitică de determinare a undelor inițiale, însă aceasta este mai dificil și mai laborios. Acest lucru este însă o exagerare, deoarece, datorită ipotezei făcute, unda b_1 este o undă ipotetică, care, teoretic, ar necesita deformări ulterioare, așa cum s-a arătat. Din acest motiv noi vom arăta mai jos metoda analitică de determinare a undelor b_1, b_2 numai acolo unde intervin probleme de stabilitate.

Stabilizarea calculului invers. La saturații slabe și mijlocii, calculul este foarte stabil. Sigur, pasul $\Delta\theta$ trebuie ales destul de mic, cel mult 2°. La saturații mai mari se constată apariția unor nestabilități cu atît mai mari cu cît saturațiile sînt mai mari. Aceste nestabilități apar către vîrful undelor, acolo unde (fig. 14) se constată că undele b_1 și b_2 sînt foarte apropiate. Evitarea acestor nestabilități se poate face prin adoptarea unui calcul analitic folosind o metodă de liniarizare limitată și progresivă a curbei de magnetizare [25] în felul următor :

Ținînd seamă că valorile b_1, b_2, b_{med} sînt apropiate în regiunea de instabilitate arătată, curba de magnetizare în vecinătatea acestor valori poate fi liniarizată sub forma $h = mb + q$. Înlocuind în ecuațiile (44) și (52) și după transformări simple, se obține :

$$b_1' + (3mb_1/p_2) = (3m/p_2)\hat{b}_{med} \sin \theta \qquad (54)$$

cu soluția

$$b_1 = Ce^{-(3m/p_2)\theta} + A \sin \theta + B \cos \theta \qquad (55)$$

și cu

$$A = \frac{9m^2 b_{med}^2}{p_2^2 + 9m^2} \qquad (56)$$

$$B = \frac{3mp_2 b_{med}^2}{p_2^2 + 9m^2}. \qquad (57)$$

C este o constantă arbitrară, care se determină din condiția inițială, adică prin perechea de valori b_1, b_{med} de la care calculul prin diferențe finite a început să devină nestabil și de la care l-am înlocuit cu calculul analitic dat de ecuația (55).

După ce s-au determinat punctele undelor b_1, b_2, b_{med} date de ecuațiile (55) și (52) și care trebuie toate să nu iasă din domeniul liniarizat al curbei de magnetizare, se continuă calculul trecînd la o nouă liniarizare convenabilă a curbei de magnetizare. Noua constantă arbitrară C permite să se opereze joncțiunea cu arcul precedent al undei b_1. Dacă pretențiile de precizie sînt mari, calculele sînt destul de numeroase însă simple, iar folosirea unui calculator digital nu ridică nici o problemă.

Ecuațiile (54) — (57) sînt valabile pentru trecerea de la unda b_{med} la b_1 în cazul $n = 2$. S-a profitat de faptul că unda b_{med} este o sinusoidă. Trecerea analitică de la unda b_2 la unda b_1, în cazul $n = 5$, nu se mai poate face cu ecuațiile (54)—(57), deoarece b_2 (fost b_1)

nu mai este o sinusoidă. În acest caz se înlocuiește porțiunea respectivă a undei cunoscute cu un arc de parabolă $\alpha_2\theta^2 + \eta_2\theta + \lambda_2$. Ca și anterior, se găsește pentru unda b_1 ecuația :

$$b_1 = Ce^{-(m/p_n)\theta} + \alpha_1\theta^2 + \eta_1\theta + \lambda_1 \qquad (58)$$

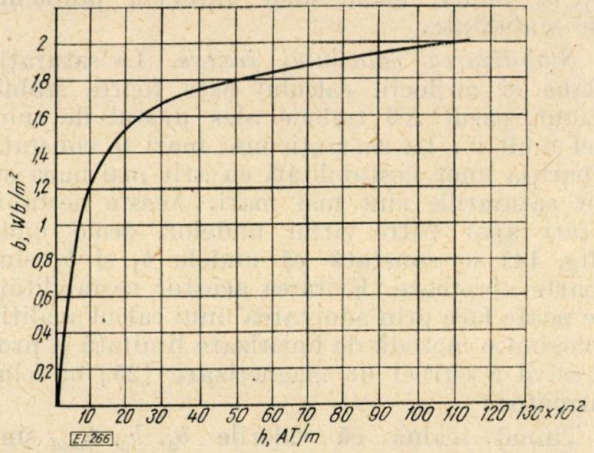


Fig. 10. Caracteristica de magnetizare medie a materialului.

cu

$$\alpha_1 = \alpha_2,\ \eta_1 = \eta_2 - (2p_n\,\alpha_1/m),\ \lambda_1 = \\ = \lambda_2 - (p_n\,\eta_1/m). \qquad (59)$$

Ecuația (58) ne determină arcul b_1 în condițiile liniarizării respective a curbei de magnetizare. Mersul calculului este analog cu cel anterior.

3.5. *Prezența histerezei*

Metoda de calcul arătată mai sus se aplică în mod identic și atunci cînd se ia în considerare o buclă de histereză conform relațiilor (43). Mersul calculului se urmează în mod identic. Așa cum s-a arătat mai înainte, este necesar a se anticipa valorile inducției maxime în fiecare strat, pentru a se putea determina curbele (43), urmînd a relua calculul, cu valori diferite ale acestor inducții maxime, dacă este nevoie.

Cu foarte mare exactitate, valorile maxime ale inducțiilor în diferite straturi pot fi considerate egale cu cele care rezultă după un prim calcul cu neglijarea histerezei. Experiența calculului numeric (fig. 14) arată că la inducții mari, valoarea inducției maxime este aproximativ aceeași în toate straturile. Acest lucru ușurează calculele în asemenea cazuri, deoarece bucla de histereză este aceeași pentru toate straturile și poate fi trasată exact, chiar de la bun început. În principiu deci considerarea histerezei mărește volumul de calcule, fără însă a le face mai complicate. La magnetizări cu inducții mai mari nici măcar volumul de calcule nu devine mai mare.

3.6. *Pierderi*

O dată ce distribuția de cîmp este cunoscută, problema determinării pierderilor nu prezintă nici o dificultate. Calculul acestor pierderi rezultă din fluxul vectorului Poynting $\boldsymbol{E}\times\boldsymbol{H}$ prin suprafața conductorului. Se deduce că pe unitatea de suprafață aceste pierderi sînt :

$$P = f\int_0^{2\pi} h_n \frac{\partial b_{med}}{\partial\theta}\,\mathrm{d}\theta. \qquad (60)$$

Este ușor de văzut că aceste pierderi se regăsesc în circuitul de magnetizare (cu neglijarea rezistenței ohmice a bobinei) :

$$P = f\int_0^{T} v\,i\,\mathrm{d}t, \qquad (61)$$

unde v este tensiunea de alimentare.

3.7. *Formele de undă ale inducției în diferite straturi și ale cîmpului la margine*

S-au făcut calcule numerice pentru a determina repartiția cîmpului într-o tablă de fier OL 38 de 2,5 mm grosime cu $1/\gamma = 0{,}15\ \Omega\ \mathrm{mm^2/m}$ pentru $n = 5$ (9 straturi) la frecvențe de 50 Hz. Acest caz este similar cu repartiția inducției la o tablă de siliciu de 0,2 mm grosime la o frecvență de 8 000 Hz. Curba de magnetizare a materialului este arătată în figura 10.

Mărimile p_2 și p_5 s-au calculat după ecuația (47), obținîndu-se $4{,}167.10^{-3}$, respectiv $4{,}6305.10^{-4}$. Pentru simplitate s-a considerat că curba de magnetizare (fig. 10) este liniară pînă la $b = 0{,}75\ \mathrm{Wb/m^2}$, respectiv $h = 4{,}66.10^2\ \mathrm{As/m}$.

Figura 11 arată cele cinci unde b_k notate cu $b_1 \ldots b_5$, cum și unda medie b_{med} atunci cînd $\hat{b}_{med} = 1,\ 0464\ \mathrm{Wb/m^2}$.

În figura 12 s-a arătat separat unda b_{med} care s-a comparat cu sinusoida de aceeași valoare efectivă. Diferențele care se constată față de sinusoidă sînt sub 5% (condiția standard), astfel încît nu s-a mai întreprins o reluare a calculului pe baza unei noi unde b_1 corectată. Unda b_1 a rămas așa cum a rezultat din calculul invers.

În figura 13 s-a reprezentat cîmpul la marginea tolei.

În figura 14, 15, 16 s-a reprezentat situația pentru o saturație relativ mare $\hat{b}_{med} = 1{,}88\ \mathrm{Wb/m^2}$. Este de remarcat forma oarecum surprinzătoare a undei h_n. Nici în acest caz nu s-a considerat necesar să se aplice vreo corecție undei b_1, cu toate că diferențele undei b_{med} față de sinusoida corespunzătoare au depășit în unele locuri 6—7%.

În figura 17 s-a reprezentat situația corespunzătoare figurilor 14, 15, 16, însă atunci cînd grosimea de tolă s-a împărțit în trei straturi.

Se constată că forma undei b_1 din figura 17 este destul de apropiată de forma undei b_1 din figura 14. Acest lucru înseamnă că se pot obține configurații bune folosind drept undă inițială unda b_1 realizată din împărțirea tolei

4. Experimentări

Este evident că din moment ce dispunem de o soluționare fără nici o ipoteză simplificatoare, a ecuațiilor lui Maxwell (1) și (2) în me-

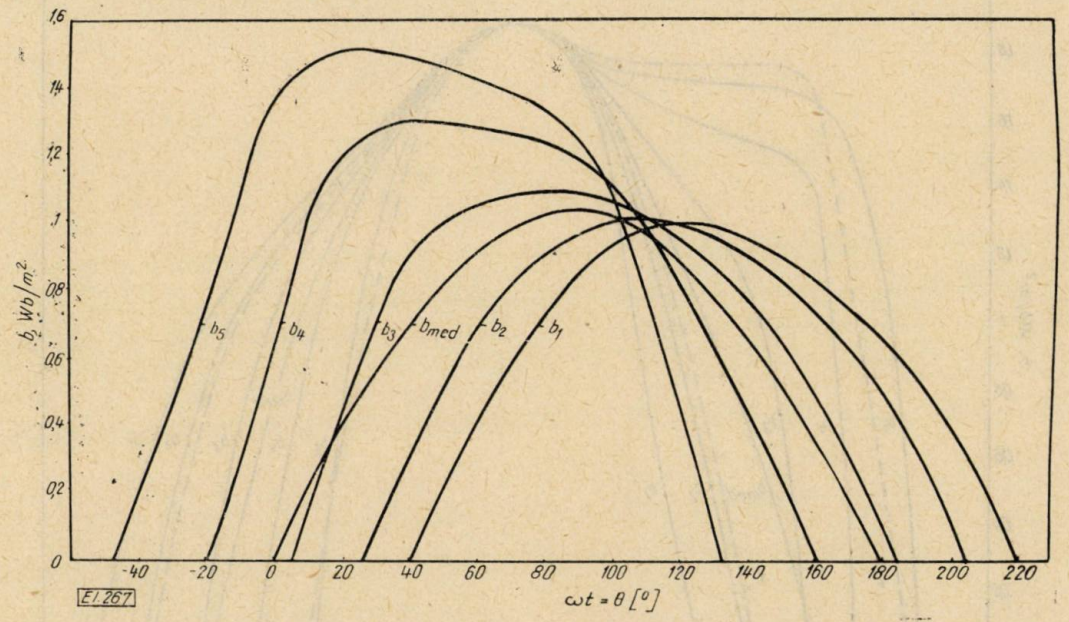


Fig. 11. Undele inducției în diferite straturi la $\hat{b}_{med} = 1{,}0465$ Wb/m².

în numai trei straturi. De multe ori este preferabila se proceda la o deformare a undei b_1 decît a se exagera un calcul cu rezultat aproximativ pentru aflarea undei inițiale b_1*.

În condițiile de calcul efectuate aici, histereza are un rol neînsemnat. De altfel, Agarwal [12] arată că la tablă de 1,6 mm grosime pierderile prin histereză sînt circa 4% din totalul pierderilor în fier, În cazul nostru,

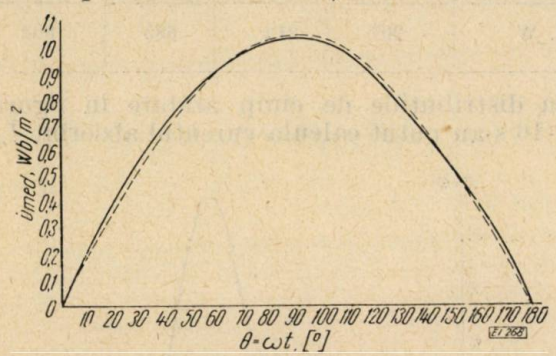


Fig. 12. Inducția medie reieșită din calcul (linia plină) în comparație cu sinusoida de aceeași valoare efectivă (linia întreruptă) în cazul distribuției din figura 11.

acestea sînt 1—2%. Din acest motiv nu s-a mai considerat necesar a se reface calculele cu buclele de histereză corespunzătoare inducțiilor maxime găsite din primul calc l.

* În reprezentările din figurile 11—17 originea de fază a fost luată astfel ca $b_{med} = 0$ la $\theta = 0$.

diul considerat, experimentările ar părea inutile. S-a văzut, în cazul tablei cu permeabilitate constantă, că o împărțire limitată la nouă

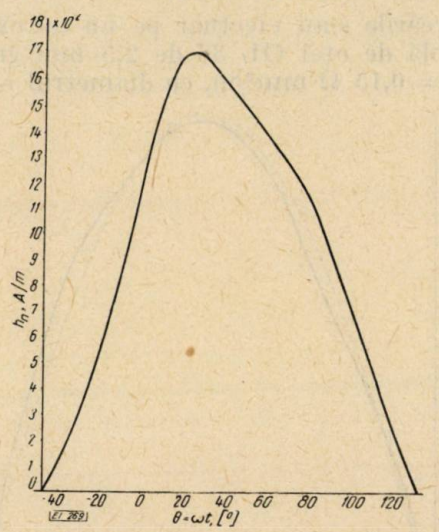


Fig. 13. Unda cîmpului la marginea reieșită din calcul în cazul distribuției din figura 11.

straturi ($n = 5$) este satisfăcătoare și că nu este cazul a mări numărul straturilor decît atunci cînd necesitățile impun o precizie mai mare, în mod analog ca la o soluție dată de o dezvoltare în serie.

Experimentările care s-au efectuat în cadrul acestei lucrări au avut ca scop, în primul

rînd, să pună în evidenţă unda cîmpului la margine, în special la inducţii mari şi să stabilească caracterul omogen al materialului în cazul considerat.

prevăzut cu un bobinaj de măsură de 700 spire, peste care s-a plasat un bobinaj de lucru de 2×700 spire. Curba de magnetizare în c..c este reprezentată în figura 10.

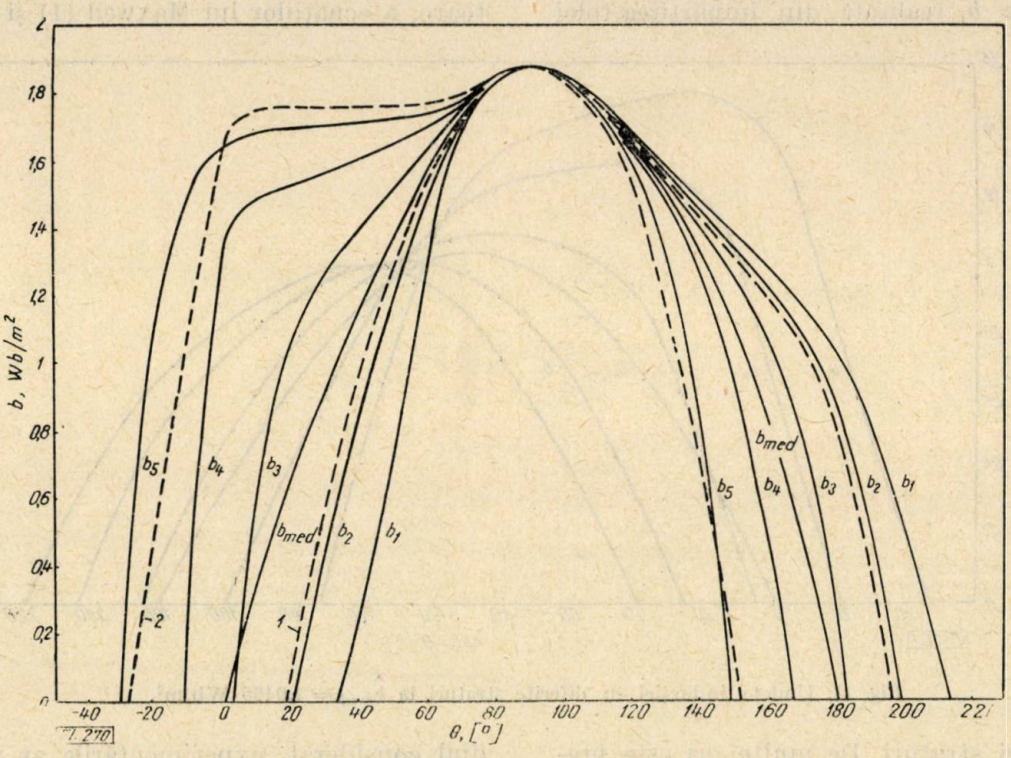


Fig. 14. Undele inducţiei în diferite straturi la $\hat{b}_{med} = 1{,}88$ Wb/m^2. (Undele *1* şi *2* sînt cele notate cu b_1 şi b_2 în figura 17)

Încercările s-au efectuat pe un tor executat din tablă de oţel OL 38 de 2,5 mm grosime, cu $1/\gamma = 0{,}15\ \Omega\ \text{mm}^2/\text{m}$, cu diametrul exterior

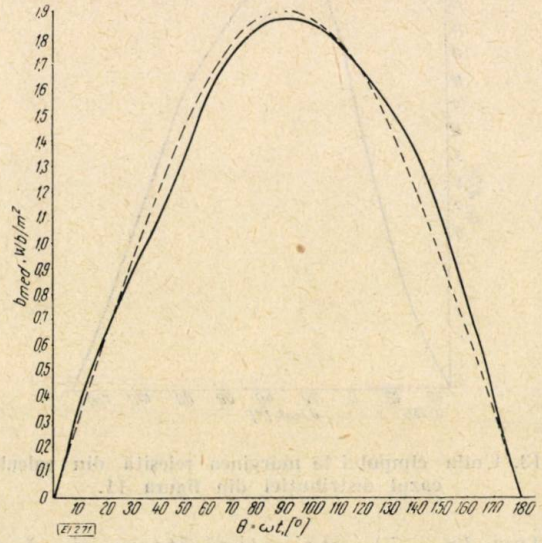


Fig. 15. Inducţia medie reieşită din calcul (linia plină) în comparaţie cu sinusoida de aceeaşi valoare efectivă (linia întreruptă) în cazul distribuţiei din figura 14.

de 368 mm şi cel interior de 280 mm. Lungimea tubului de forţă mediu a fost luată de 1 m, iar secţiunea activă 11.10^{-4} m^2. Torul a fost

Tabela 3

	I_{eff}=1,58 A		I_{eff}=5,12 A	
	calculat	măsurat	calculat	măsurat
V_{eff}, V	180	168,6	323	302
P, W	207	212	685	802

Din distribuţiile de cîmp arătate în figurile 11—16 s-au putut calcula curentul absorbit I_{eff},

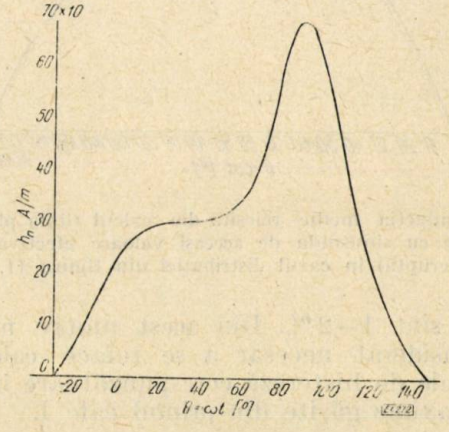


Fig. 16. Unda cîmpului la margine reieşită din calcul în cazul distribuţiei din figura 14.

tensiunea de alimentare V_{eff}, cum și pierderile prin integrarea grafică a produsului $h_n (\partial b_{med}/\partial \theta) d\theta$.

Rezultatele de calcul în comparație cu rezultatele experimentale s-au expus în tabela 3.

în primul rînd de curbura torului și de faptul că repartiția spirelor la periferie nu putea fi uniformă. Nu s-a putut ține seamă că spirele de lucru erau plasate în patru straturi, fiecare

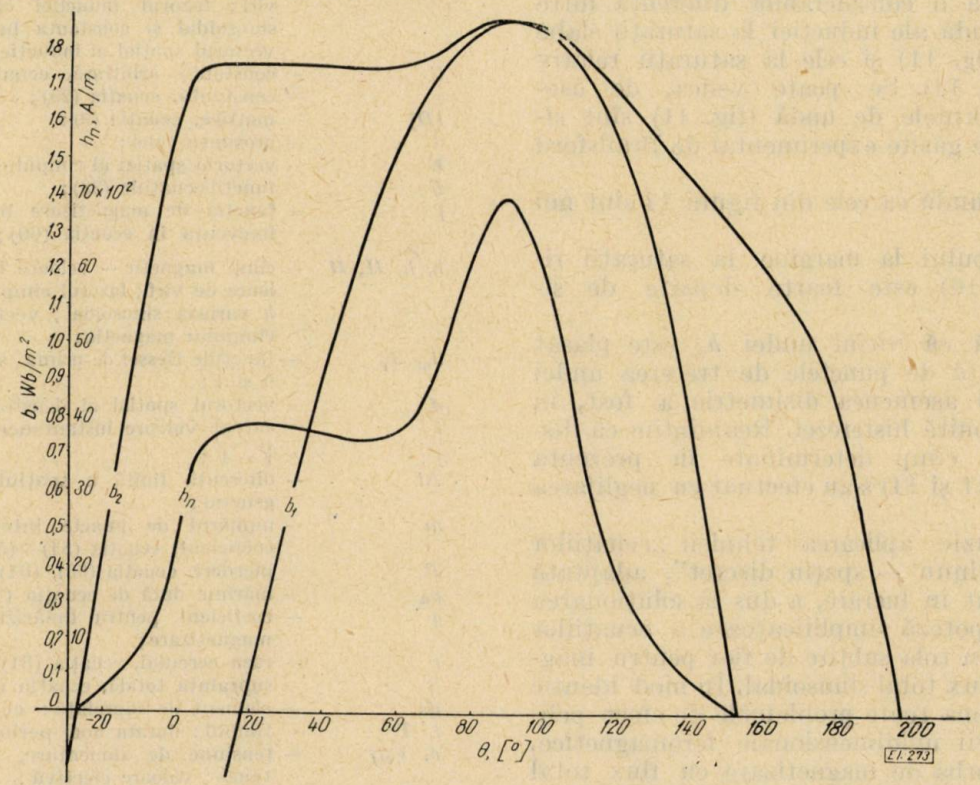


Fig. 17. Undele inducției și cîmpul la margine în situația din figura 14 însă cînd grosimea de tolă s-a împărțit în numai trei straturi.

Figurile 18 și 19 reprezintă oscilogramele curentului absorbit în cele două cazuri pentru a putea fi comparate cu undele cîmpului la

strat conducînd și fluxuri parazite suplimentare etc.

În pofida acestor elemente perturbatoare, cifrele din tabela 3 arată coincidențe foarte

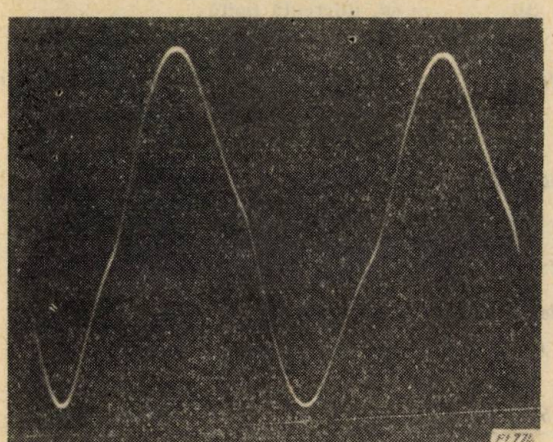


Fig. 18. Oscilograma curentului absorbit la torul experimental într-o situație comparabilă cu cea din figura 13.

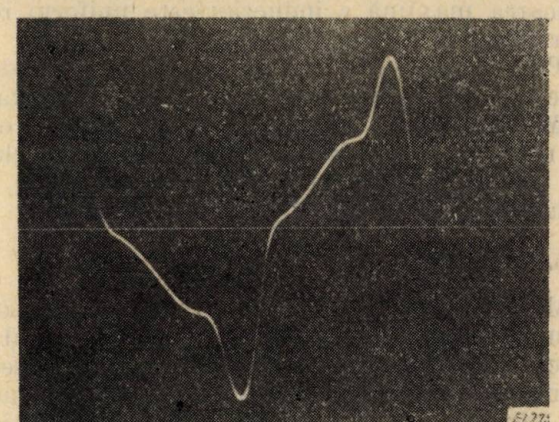


Fig. 19. Oscilograma curentului absorbit la torul experimental într-o situație comparabilă cu cea din figura 16.

margine (fig. 13 și 16). Este evident că experimentările nu puteau reproduce identic situația determinată de calcule. Nu s-a ținut seamă

bune, superioare celor care se pot găsi în literatură. Același lucru se poate spune și despre oscilogramele curentului absorblt.

5. Discutarea rezultatelor și concluzii

5.1. *Pentru cazul mediului feromagnetic*

Se constată o considerabilă diferență între formele de undă ale inducției la saturații slabe și mijlocii (fig. 11) și cele la saturații relativ ridicate (fig. 14). Se poate vedea, de asemenea, că formele de undă (fig. 11) sînt similare cu cele găsite experimental de Brailsford [26].

Forme de undă ca cele din figura 14 sînt noi în literatură.

Unda cîmpului la margine la saturații ridicate (fig. 16) este foarte departe de sinusoidă.

Se observă că vîrful undei h_n este plasat nesimetric față de punctele de trecerea undei prin zero. O asemenea disimetrie a fost, în general, atribuită histerezei. Reamintim că distribuțiile de cîmp determinate în prezenta lucrare (fig. 11 și 14) s-au efectuat cu neglijarea histerezei.

În concluzie aplicarea tehnicii „ecuațiilor cu timp continuu — spațiu discret", adaptată în felul arătat în lucrare, a dus la soluționarea fără nici o ipoteză simplificatoare a ecuațiilor lui Maxwell în tola subțire de fier pentru magnetizare cu flux total sinusoidal. În mod identic se pot soluționa toate problemele de efect pelicular în spații unidimensionale feromagnetice, fie că este vorba de magnetizare cu flux total sinusoidal sau cu tensiune magnetizantă sinusoidală la suprafață, fie că este vorba de aflarea rezistenței în c.a.

Experimentările efectuate au arătat că ipoteza unui material omogen este corectă și că pentru obținerea unei precizii satisfăcătoare nu este nevoie de a se exagera volumul de calcule. S-a dovedit, de asemenea, că la inducții mari valoarea maximă a inducției este uniform repartizată pe întreaga secțiune.

Pentru necesități curente, aplicarea metodei este rațional a se face cu un calculator digital.

Metoda aduce servicii utile ori de cîte ori se necesită o soluționare exactă a problemelor de efect pelicular în medii feromagnetice și spațiu unidimensional.

5.2. *Mediu conductor liniar*

Metoda de calcul arătată în lucrare poate soluționa toate problemele de efect pelicular în conductoare cilindrice cu orice forme de secțiuni prin inversări de matrice. Pentru secțiuni cu axe de simetrie, aflarea soluției analitice este mult simplificată.

Pentru conductoare unidimensionale se obțin ecuații de recurență, cum și soluții grafice mai simple decît cele cunoscute.

Metoda aduce servicii utile acolo unde nu s-au găsit încă soluții, cum și în cazurile unde soluțiile existente sînt complicate și laborioase.

Notațiile principale folosite

A — constantă, ecuația (56);
a — adîncimea de pătrundere;
b, $\hat{b}$, B, $\boldsymbol{B}$ — inducție — valoare instantanee, valoare de vîrf; fazorul inducției cînd b variază sinusoidal și constanta în ecuația (57); vectorul spațial al inducției;
C — constantă arbitrară, ecuația (55), (58);
c — constantă, ecuația (25);
$[D]$ — matrice, ecuația (9);
d — grosimea tolei;
$\boldsymbol{E}$ — vectorul spațial al cîmpului electric;
F funcții ecuațiile (38);
f — funcția de magnetizare în ecuația (43), frecvența în ecuația (60);
h, $\hat{h}$, H, $\boldsymbol{H}$ — cîmp magnetic — valoare instantanee, valoare de vîrf; fazorul cîmp magnetic dacă h variază sinusoidal; vectorul spațial al cîmpului magnetic;
J_0, J_1 — funcțiile Bessel de prima speță de ordinul 0 și 1;
$\boldsymbol{J}$ — vectorul spațial al densității de curent;
i — curent valoare instantanee, ecuația (61);
j $\sqrt{-1}$;
Δl — diferență finită a spațiului (treaptă, în general;
m — numărul de puncte interioare (fig. 1); coeficient, ecuația (54)—(59);
P — pierderi, ecuația (60), (61);
p_n — mărime dată de ecuația (47);
q — coeficient pentru liniarizarea curbei de magnetizare;
r — raza cercului, ecuația (31);
S — suprafața totală, ecuația (10);
ds — element de suprafață; ecuația (4);
t, T — timpul; durata unei perioade;
v, V_{eff} — tensiune de alimentare, valoare instantanee; valoare efectivă;
x, y, z — coordonate carteziene;
Δx, Δy — diferențe finite spațiale;
α, η, λ — coeficienți, ecuațiile (58, 59);
γ — conductivitate;
ε — coeficient, ecuația (9), (11);
ζ_l, ζ_t, ζ_c, ζ — mărime adimensională pentru secțiune oarecare (dreptunghi), ecuația (7); pentru tolă subțire, ecuația (19); pentru cerc, ecuația (31); în general;
θ, $\Delta\theta$ $= \omega t$, diferență finită;
μ — permeabilitate;
ρ, θ, z — coordonate cilindrice;
Φ, φ — funcție de magnetizare, ecuația (43); flux;
ψ — funcție, ecuația (12);
ω — pulsația $= 2\pi f$.

Indici inferiori

$1, 2, \ldots k, \ldots$ — valori în straturile 1, 2, ... k ...;
n — valori la margine (pe frontieră);
ik — valori în punctul ik, figura 1.

Indici superiori

$'$, $''$, $'''$ — derivata de ordinul 1, 2, 3...

Bibliografie

[1] *Varga, R. S.* On higher order stable implicit methods for solving parabolic partial differential equations. In: Journal Math. and Phys., nr. 3, 1961, p. 220.
[2] *Timotin, A.* ș.a. Lecții de bazele electrotehnicii, vol. II. București, Editura didactică și pedagogică, 1964, p. 399.
[3] *Răduleț, R.* și *Mocanu, C.* Beitrag zur Theorie der Eisenlosen Induktionsöfen. In: Revue d'Électrotechnique et Énergetique. București, Editura Academiei, tom. VII, nr. 2, 1962, p. 295.

[4] *Tugulea, A.* Rasciot vihrovih tocov i sootvetsvuiuscih poter v toroidalnoi plite priomougolnogo scenia. In : Revue d'Électrotechnique et d'Énergetique, București, Editura Academiei, tom. 9, nr. 3, 1964, p. 341.
[5] *Thomson, I. I.* On the heat produced by eddy currents in solid iron due to an alternating or rotating magnetic field. In : Electrician **28**, 1892, p. 599.
[6] *Răduleț, R.* și *Mocanu, C.* Approximations des phénomènes de refoulement net du curent électrique alternativ dans les conducteurs prismatiques. In : Revue d'Électrotechnique et d'Énergetique, București, Editura Academiei, nr. 2, 1964, p. 147.
[7] *Pohl, R.* Electromagnetic and mechanical effects in solid iron due to an alternating or rotating magnetic field. In : J. of I.E.E. **91**, part. II, 1944, p. 239.
[8] *Hay, A.* A graphical treatment of the skin — effect. In : J. of I.E.E. **44**, 1911, p. 487.
[9] *Kesavamurthy, M. A., Rajagopalan, P. C.* și *Subba, R.* Effects of saturation on the core loss of thin ferromagnetic plates subjected to alternating flux. In : Proc. I.E.E. **110**, nr. 2, 1963, p. 459.
[10] *Haberland, G. M* și *Haberland, F.* Das Wechselfeld in gesättingten, massiven Eisen. In : A.f.E., nr. 2, 1936, p. 126.
[11] *Connel, H. M.* Eddy-curent phenomena on ferromagnetic materials. In : Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs. **73**, part. I, 1954, p. 226.
[12] *Agarwal, P. D.* Eddy curent losses in solid and laminated iron. In : Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs. **78**, part. I, 1959, p. 169.
[13] *Rosenberg, E.* Wirbelstrome in massiven Eisen. In : E.u.M. **22**, 3 iunie 1923, p. 317.
[14] *Aspden, H.* An investigation of the eddy-current anomaly in a low — silicon sheet steel. 'In : Proc. I.E.E. part. C, iulie 1956, p. 2.
[15] *Aspden, H.* The eddy-currents anomaly in electrical sheet steel. In : Proc. I.E.E., ianuarie 1958, p. 337.
[16] *Lee, E. W.* Eddy-curent effects in rectangular ferromagnetic rods. In : Proc. I.E.E., aprilie 1960, p. 257.
Ă17] *Brailsford, F.* și *Burgess, I. M.* Internal waveform distortion in silicon — iron laminations for magnetization at 50 c/s. In : Proc. I.E.E., **108** C, 1961, p. 458.
[18] *Butler, O. I.* și *Sarma, O. R.* Relaxation method aplied to the probleme of a.c. magnetization of ferromagnetic laminae. In : Proc. I.E.E., **108** C, 1951, p. 458.
[19] *Franklin, I.* Numerical stability in digital and analog computation for diffusion problems. In : J. of Math. and Phys. **37**, 1959, p. 305.
[20] *Bălă, C.* și *Ghețaru, I.* Cîmpul magnetic alternativ tangențiai în mediul feromagnetic. In : Studii și cercetări de energetică și electrotehnică, București, Editura Academiei, tom. 15, nr. 2, p. 267.
[21] *Poincelot, P.* Prècis d'Électromagnetism théorique. Paris, Dunod, 1963, pag. 98.
[22] *Collatz, L.* The numerical treatment of differential equations, ediția III. Berlin, Springer, p. 236 și 343.
[23] *Răduleț, R.* ș.a. Bazele electrotehnicii. Probleme, vol. III. Editura învățămîntului, 1958, p. 104 și 111.
[24] *Dreyfus, L.* Feldverteilung und Wirbelstrombildung in dynamoankern. In : A.f.E., vol. 4, 1915, p. 99.
[25] *Bunea, V.* Theroy of medium frequency pulsating field machines. In : Proc. I.E.E. **111**, 1964, nr. 7, p. 1324.
[26] *Brailsford, F.* Investigation of the eddy-current anomaly in electrical sheet steels. In : J. of I.E.E. **95**, p. II, 1948, p. 38.

Considerații asupra lămpilor cu descărcări în gaze cu adiție de halogenuri metalice

Silviu Puşcaşu* — Craiova

CZ 621.327.7

1. Generalități

Printre izvoarele de lumină cu descărcări în gaze s-au răspîndit, în ultimul timp, lămpile cu vapori de mercur cu presiune medie cu sau fără balon fluorescent. În țara noastră se fabrică, în mod curent, lampa cu vapori de mercur de presiune medie LVF, cu balon fluorescent.

În tabela 1 se indică principalele caracteristici ale unor tipuri de lămpi din această serie.

Se cunosc avantajele acestor tipuri de lămpi dintre care cel mai important rămîne fluxul luminos radiat relativ ridicat. Implicit la astfel de izvoare luminoase se manifestă însă și o serie de dezavantaje din tre care, mai importante, sînt următoarele :

— eficacitate luminoasă încă scăzută ;

— redarea nesatisfăcătoare a culorilor în spectrul vizibil.

Eficacitatea luminoasă a acestor tipuri de lămpi nu depășește valoarea de 50 lm/W (la LVF 400). Acest fapt se datorește unui randament scăzut al transformării energiei electrice în energie radiantă luminoasă.

Redarea culorilor este nesatisfăcătoare în lumina emisă de lămpile cu vapori de mercur cu balon fluorescent de tip LVF datorită unei

Tabela 1

Tipul lămpii	LVF 80	LVF 125	LVF 250	LVF 400
Tensiunea nominală, V	220	220	220	220
Puterea nominală, W	80	125	250	400
Fluxul luminos nominal,lm	3 050	5 500	11 750	20 000
Tensiunea minimă pentru funcționare stabilă, V	200	200	200	200
Soclul	E 27	E 27	E 40	E 40
Lungimea maximă, mm	165	184	227	292
Diametrul maxim al balonului, mm	71	76	91	122

* Conf. ing. *S. Puşcaşu* este șeful catedrei de electrotehnică a Facultății de fizico-chimie din Institutul pedagogic al Universității din Craiova.

pronunțate disproporții între nivelul energiei radiate în zona albastru-verzuie a spectrului și în cea galbenă-roșie. Deși fenomenul de fluorescență corectează această disproporție într-o oarecare măsură, distribuția spectrală a luminii emise este însă departe de cea a luminii zilei sau de cea a tuburilor fluorescente cu diferite compoziții spectrale.

Rezultă, deci, că în lumina emisă de aceste lămpi obiectele cu alte nuanțe decît albastru sau verde pot prezenta culori alterate cu tendințe de deplasare spre verde, albastru.

2. Utilizarea compușilor metalici în mediul de descărcare format din vapori de mercur pentru îmbunătățirea randamentului luminos și uniformizarea spectrului emis

Cercetările din ultimul timp au arătat că pentru mărirea randamentului luminos și uniformizarea spectrului emis, adăugarea unor compuși metalici în atmosfera de descărcare constituită din vapori de mercur dă rezultate bune. Astfel de compuși sînt : ioduri ale unor metale ca thaliu, potasiu, sodiu, litiu sau chiar amestecuri de astfel de ioduri. Contribuția adaosurilor de compuși metalici la creșterea randamentului luminos se poate explica astfel : se știe că în tuburile de descărcare, datorită presiunii destul de ridicate la care se află vaporii de mercur (circa 2 500 torr), curentul are o densitate foarte mare.

Ca urmare, în coloana centrală a descărcării, temperatura atinge valori foarte ridicate : 6 000 ... 7 000°K. Aplicînd, pentru aceste temperaturi, electronilor legea de distribuție clasică a lui Maxwell, se demonstrează că la 6 000°K concentrația electronilor este maximă pentru energie de 0,3 eV. La o energie de 1 eV concentrația scade la 50%, iar la 2 eV ea reprezintă numai 3% din cea corespunzătoare la 0,3 eV. Ori, nivelele de energie pentru care se realizează emisiuni de radiații de către atomii de mercur în stare de excitație sînt cuprinse între 2 și 10 eV. Rezultă deci că proporția de atomi cu electroni avînd energia de 7,73 eV, care poate emite, în stare de excitare, radiația verde, este extrem de mică, și anume de circa 3.10^{-5}%. Prezența iodurii de thaliu în atmosfera de vapori de mercur sporește randamentul și deci eficacitatea luminoasă în zona verde a spectrului întrucît emisiunea radiației verzui a thaliului se obține deja pentru atomii ai căror electroni au o energie de numai 3,2 eV (deci 50% din energia electronilor din atomii de mercur). La 6 000°K proporția electronilor avînd această energie este de 10^4 ori mai mare decît în cazul mercurului. De fapt diferența de concentrație este, în realitate, mult mai mare avînd în vedere că proporția referitoare la mercur se obține la o presiune relativ mare, în timp ce proporția mult mai mare referitoare la thaliu se obține la o presiune relativ scăzută de numai 180 torr (cît este ea atunci cînd se introduce thaliul sub formă de iodură în tubul de descărcare). Rezultă deci că în acest caz în procesul de emisiune a radiației verzui contribuția esențială o are thaliul și nu mercurul. Faptul acesta poate fi observat într-o analiză spectrală care arată că radiația monocromatică verzuie a vaporilor de mercur pur este mai intensă decît în cazul atmosferei de vapori de mercur amestecați cu ioduri de thaliu. În acest ultim caz radiația monocromatică verzuie a thaliului este mult mai intensă decît aceea a mercurului.

Mecanismul descărcării în cazul utilizării iodurilor. O proprietate foarte importantă a iodurilor, care le face proprii pentru utilizarea lor ca mediu de descărcare, o constituie valoarea ridicată a tensiunii lor de vapori în comparație cu tensiunea de vapori a metalului component. În general iodurile au tensiuni de vapori pînă la 10^2—10^3 ori mai mari decît tensiunea de vapori a metalului respectiv (la temperaturi relativ scăzute). Măsurătorile au arătat că temperatura cea mai scăzută a peretelui tubului de descărcare este de circa 700°C. La această temperatură thaliul are o tensiune de vapori de 0,1 mm în timp ce iodura de thaliu, 100 mm.

Thaliul, care este bun conducător termic, va avea, practic, o temperatură egală cu cea a peretelui tubului în timp ce iodura de thaliu, care este rea conducătoare termică, va avea o temperatură mult mai ridicată. Datorită acestui fapt, în momentul stabilirii descărcării electrice în atmosfera de vapori de mercur, iodura de thaliu se va vaporiza.

Vaporii de iodură difuzează în arcul de mercur unde datorită temperaturii foarte ridicate se disociază obținîndu-se thaliul metalic care intră în stare de excitație și emite radiațiile sale, printre care și cea verzuie. Pe lîngă această radiație verzuie, thaliul mai emite și radiații care se extind înspre zona ultravioletă a spectrului : cea de 3 776 Å și cea de 2 768 Å cu potențialul de ionizare relativ mic de ordinul a 3,22 V și 4,46 V.

Datorită acestor radiații suplimentare se produce o corectare a spectrului descărcării. De proprietăți similare se bucură majoritatea halogenurilor metalice care dau radiații ce se extind pînă în zona ultravioletă a spectrului vizibil. De exemplu, indiul are radiația de rezonanță de 3 039 Å cu un nivel de excitație de 4,04 eV, galiul are două radiații violete de 4 172 Å și 4 033 Å obținute de la nivele relativ joase (în jur de 3,05 eV). Pe lîngă faptul că aceste radiații uniformizează spectrul în zona ultravioletă, ele pot fi foarte bine utilizate în fenomene de excitare a fluorescenței luminoforilor care duc, în final, la îmbunătățirea

uniformizării spectrului și în zona galben-roșie a spectrului vizibil. O accentuată ameliorare a uniformizării spectrului în zona galben se obține prin introducerea în tubul de descărcare a iodurii de sodiu. În acest caz, pe lîngă corectarea spectrului, se obține o sporire evidentă, în continuare a randamentului și eficacității luminoase (peste 70 lm/W față de circa 50 lm/W). Aceasta se explică prin faptul că tensiunea de vapori, la 700°C, în cazul sodiului obținut prin vaporizare și difuzie din iodură este de 500 de ori mai mică decît a sodiului metalic și de 1 000 de ori mai mică decît a iodurii de thaliu. În final dintr-o astfel de lampă se poate obține o lumină policromatică alb-roză. Pentru corectarea spectrului în zona roșie se poate folosi, cu succes, iodura de litiu care emite radiația roșie (6 708 Å) de la un nivel de excitare relativ scăzut, de numai 1,84 eV, precum și o serie de alte radiații (radiația roșie de 6 104 Å, cea albastră verzuie de 4 073 Å, cea albastră de 4 603 Å, violetă de 4 273 Å, de la nivele energetice destul de slabe și anume de 5; 3,86; 4,33; 4,52 și 4,72 eV). Culoarea luminii emise, în acest caz, tinde spre cea purpurie în care procentul de roșu este destul de ridicat și anume de circa 15—20% în comparație cu numai 1,7% cît este în cazul atmosferei de mercur pur. O lumină cu nuanță albastră poate fi obținută dacă se face apel la iodura de indiu care prezintă radiația cu lungimea de undă de 4 511 Å necesitînd un nivel energetic relativ slab de numai 3,01 eV.

Un spectru uniformizat se mai poate obține, în cazul lămpilor cu vapori de mercur, dacă se introduce un amestec de ioduri cu spectre mai simple sau un anumit metal cu un spectru complex.

Se poate introduce, de exemplu, un amestec de iodură de sodiu, iodură de indiu și iodură de thaliu obținîndu-se, printr-o dozare convenabilă a substanțelor respective, un spectru apropiat de cel al luminii zilei. Metalele din grupa a 3-a a sistemului periodic sau unele învecinate cu acestea au un spectru complex. Se constată că pentru multe metale din această grupă nivelele de excitare sînt relativ reduse, de obicei cuprinse între 3 și 4 eV și în stare de excitare se obțin radiații în aproape toate zonele spectrului vizibil. Un exemplu tipic, în acest sens, îl constituie iodura de ytriu care deși nu dă un spectru complet uniform, lumina pe care o radiază permite totuși o bună redare a culorilor și realizarea unei eficacități luminoase de peste 60 lm/W.

3. Dezavantajele utilizării halogenurilor metalice în atmosfera tubului de descărcare

a) *Atenuarea radiațiilor mercurului.* Se observă că introducerea de ioduri în tuburile de descărcare cu vapori de mercur micșorează emisiunea acestora. Aceasta se explică în felul următor: datorită energiei de excitare relativ ridicate a atomilor de mercur, toți aceia care posedă o energie inferioară celei de circa 3 eV nu vor putea emite radiații. În schimb, întrucît majoritatea metalelor care intră în componența iodurilor de adiție au energii de excitare cuprinse între 2 și 4 eV, ele vor emite radiații cu mai multă ușurință sub 5 eV, radiații care poartă energie ce se transmite în exteriorul tubului, ea nemaifiind utilizată sub formă cinetică în spațiul de descărcare în vederea ridicării temperaturii acestuia. Ca urmare, temperatura în spațiul de descărcare va fi mai redusă decît în cazul unei atmosfere de vapori de mercur pură și deci, în final, se va micșora intensitatea radiației acestora. Se poate arăta că la o scădere cu 4% a temperaturii în spațiul de descărcare se produce o reducere cu 5% a emisiunii mercurului.

b) *Acțiunea chimică asupra pereților tubului de descărcare.* Un alt mare dezavantaj al introducerii diferitelor ioduri metalice îl constituie faptul că ele atacă, chimic, peretele interior al tubului de descărcare. De exemplu, în cazul iodurii de sodiu, la temperatura înaltă care există în tubul de descărcare este posibilă formarea silicatului de sodiu. În general, atenuarea acțiunii chimice a substanțelor de adiție se bazează, aproape exclusiv, pe eliminarea pe cît posibil a tuturor substanțelor de adiție electropozitive.

Deocamdată se apelează la substituirea gazelor rare prin gaze uzuale ca azot, gaz carbonic sau chiar urme de aer.

c) *Acțiunea chimică asupra electrozilor.* Se constată că substanțele de adiție pot ataca metalul din care sînt confecționați electrozii lămpilor. S-a pus întrebarea dacă nu cumva modificarea structurii chimice a substanței din care este realizat catodul ar putea duce la modificarea valorii căderii catodice și, experimental, s-a constatat că acest lucru nu se întîmplă, dar că se schimbă valoarea tensiunii de amorsare care, în general, crește prin prezența substanțelor de adiție. Din acest motiv apare ca un alt dezavantaj faptul că este necesar să se utilizeze tensiuni de aprindere mai mari, ceea ce implică utilizarea unor balasturi mai robuste. Se studiază, în prezent, posibilitatea alimentării acestor izvoare de lumină la tensiunea de alimentare de 380 V.

4. Concluzii

a) În prezent se studiază și se utilizează adiția de substanțe în atmosfera din tubul de descărcare al lămpilor cu vapori de mercur, pentru a se obține eficacități luminoase sporite care depășesc 100—180 lm/W, fapt care demonstrează o creștere mai mult decît dublă

a acestui parametru față de cel al lămpilor cu vapori metalici cu atmosferă omogenă.

b) Prin introducerea uneia sau a mai multor substanțe de adiție cu spectru simplu sau complex se poate corecta spectrul emisiunii mercurului aducîndu-l cît mai aproape de cel al luminii naturale.

c) Pentru impunerea definitivă a acestor izvoare luminoase de mare eficacitate se studiază, în prezent, posibilitățile de eliminare a unor deficiențe de ordin tehnologic printre care și cele amintite în lucrare.

Bibliografie

[1] *Larson, D. A.* Izvoare luminoase cu eficacitate mărită prin utilizarea de aditivi la descărcarea în vapori de mercur. In : Illum. Engng. **58**, nr. 6, iunie 1963, p. 434—439.

[2] *Roressin, H. E.* Perfecționarea lămpii cu descărcări cu compuși metalici. In : Tehn. Cinematograph. **34**, nr. 244, iunie 1963, p. 195—196.

[3] *Delrieu, P.* și *Taxill, A.* Noile lămpi cu descărcări cu coeficient de eficaitate luminoasă mare prin excitare simultană a metalelor și compușilor metalici. In : Bull. Soc. fr. Electns. **8**, nr. 50, febr 1964, p. 80—83

Intrat în redacție la 2. III. 1966

Considerații privind motoarele electrice folosite în industria extractivă de țiței din Republica Socialistă România

Mircea Drigă* — Cîmpina

CZ 621.34 : 665.5

Problema căreia se caută să i se dea un răspuns este deosebit de importantă din motivele următoare :

— se referă la un număr foarte mare de motoare. Cifra de zece mii consideră numai motoarele care sînt necesare acționării instalațiilor de pompare cu balansier și este sensibil mai mică decît cifra motoarelor asincrone ce deservesc sarcini ciclice, cu alură asemănătoare ;

— prin utilizarea motoarelor actuale se face o risipă de investiții, alegîndu-se, din cauza caracteristicilor nepotrivite ale motoarelor existente, puteri mult mai mari decît nevoile efective ale acționării în cauză, cum și rețele electrice de alimentare supradimensionate ;

— se consumă inutil cantități însemnate de energie electrică, motoarele utilizate la ora actuală funcționînd uneori cu randamente de 40—60%, factor de putere scăzut etc.

Este de menționat că fabricarea unei serii de motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit — special destinate industriei extractive de țiței sau destinate unei game mai largi de utilizări, dar care să satisfacă și cerințele extracției, a fost cerută cu acuitate și a fost rezolvată prompt în țările cu tradiție în exploatarea zăcămintelor de țiței [1], [2], [3].

În țara noastră se utilizează în acest scop o mulțime de tipuri de motoare electrice asincrone. Autorul, lucrînd în cadrul întreprinderii specializate de reparare a utilajului electric din industria de petrol, a cunoscut această diversitate manifestată atît din caracteristici funcționale, cît mai ales prin detalii constructive, dintre care foarte multe sînt nepotrivite scopului în care sînt folosite.

* *M. Drigă* este inginer principal la Trustul energopetrol — Cîmpina.

Pentru discutarea modului în care motoarele electrice, folosite actualmente în pompajul de adîncime, fac față condițiilor de exploatare, se impune trecerea sumară în revistă, doar din punct de vedere calitativ, a naturii sarcinii aplicate lor de către instalația acționată.

În figura 1 se arată schematic o instalație de pompaj de adîncime cu balansier, cu prăjini. Instalația constă, după cum se știe, dintr-o coloană din țevi de extracție *1*, la capătul inferior al căreia se află o pompă *2*, în care se plimbă un piston *3* ce primește o mișcare rectilinie alternativă, prin intermediul unei garnituri de prăjini *4*, de la un balansier *5* , montat la suprafață. Balansierul este elementul

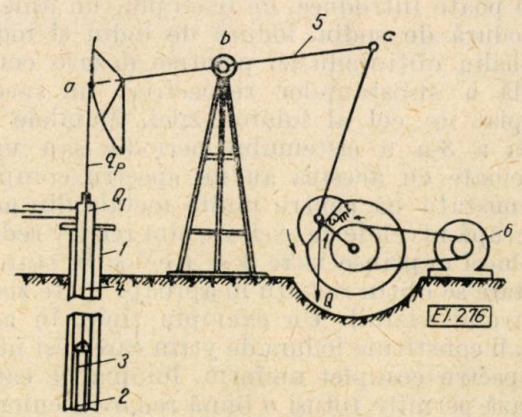


Fig. 1. Schema cinematică a unei instalații de pompare cu balansier.

antrenat de către motorul electric asincron în scurtcircuit *6*, care formează obiectul discuției de față. Antrenarea se produce prin intermediul unui reductor de turație și al unui sistem bielă-manivelă.

Este interesantă, în primul rînd, forma curbei momentului cerut de instalaţie la arborele motorului electric.

Curba variază în funcţie de mulţi parametri [5], dar în esenţă este apropiată de o formă standard dedusă în [1] şi în ea sînt delimitate net semiperioadele ce corespund cursei ascendente de ridicare a prăjinilor şi, implicit, a pistonului şi cursei descendente, de coborîre a lor.

Considerarea doar a primilor termeni din descompunerea în serie Fourier a acestei curbe duce la expresia momentului rezistent (utilă pentru o analiză orientativă) :

$$M_r = M_0\left(1 + \frac{C_1}{M_0}\sin \omega_m t - \frac{C_2}{M_0}\cos 2\ \omega_m t\right), \quad (1)$$

unde :

M_0 este momentul rezistent mediu dat de expresia :

$$M_0 = \frac{r\, Q_1\, \alpha}{\pi\, \eta\, i}; \quad (1.A)$$

C_1 — valoarea amplitudinii primei armonici cu valoarea :

$$C_1 = \frac{r}{\eta\, i}\left[\left(\frac{Q_1}{2} - q_p\right) - Q\ \alpha\right]; \quad (1.B.)$$

C_2 — valoarea amplitudinii armonicii secunde :

$$C_2 = \frac{2r\, Q_1}{3\pi\, \eta\, i}, \quad (1.C.)$$

expresii în care s-au folosit notaţiile indicate în figura 1 :

Q este greutatea de contrabalansare ;
Q_1 — greutatea lichidului în ţevi deasupra supapei pompei ;
q_p — greutatea prăjinilor şi pistonului ;
ω_m — viteza unghiulară a manivelei ;
i — raportul de transmisie de la manivelă la electromotor ;
η — randamentul instalaţiei de pompaj ;
$\alpha = \frac{ab}{bc}$ — raportul braţelor de pîrghie la balansier.

Momentul dinamic va avea o expresie complexă datorită faptului că la o sondă în pompaj, momentul de inerţie al instalaţiei, raportat la arborele motorului electric, nu rămîne constant, ci variază de-a lungul ciclului de funcţionare întrucît va varia greutatea coloanei de lichid, diferită la cursa ascendentă faţă de cursa descendentă, cum şi raportul dintre viteza coloanei de prăjini, care devine nulă la sfîrşitul fiecărei semiperioade, şi turaţia electromotorului ce se menţine, practic, constantă.

Din motive de simplitate, deoarece nu se urmăreşte decît abordarea calitativă a fenomenului, în rezolvarea ecuaţiei de mişcare a sistemului de acţionare nu vom introduce expresia exactă a momentului de inerţie dată de o relaţie de forma :

$$J = J_1 + J_2 \sin^2 \omega\, t, \quad (2)$$

ci îl vom considera constant.

De aceea, în ecuaţia de mişcare vom introduce momentul dinamic sub forma :

$$M_d = J\frac{d\omega}{dt}, \quad (3)$$

unde :

J este momentul de inerţie total al sistemului, raportat la arborele electromotorului ;
ω — viteza unghiulară a electromotorului.

Aproximînd porţiunea de lucru a caracteristicii mecanice a motorului electric printr-un segment de parabolă obţinem ecuaţia de mişcare, sub forma :

$$\frac{1}{\omega_m}\cdot\frac{dM}{dt} + \frac{M}{\omega\, T} = \frac{M_0}{\omega\, T}\left(1 + \right.$$

$$\left. + \frac{C_1}{M_0}\sin \omega_m t - \frac{C_2}{M_0}\cos 2\ \omega_m t\right). \quad (4)$$

Rezolvarea ecuaţiei diferenţiale (4) duce la rezultatul :

$$M = M_0\left(1 + \frac{K_1}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}\sin \omega_m t - \right.$$

$$\left. - \frac{K_2}{\sqrt{1 + (2\omega T)^2}}\cos 2\omega_m t\right), \quad (5)$$

unde :

$T = \frac{G\, D^2\, S_n\, n_0}{375\, M_n}$ este constanta de timp electromecanică, în care :

GD^2 este momentul de giraţie echivalent redus la arborele motorului ;
S_n — alunecarea nominală a motorului electric ;
M_n — momentul nominal al motorului electric ;
n_0 — turaţia de sincronism a electromotorului.

În figura 3 este reprezentată curba de sarcină a electromotorului unei sonde în pompaj de adîncime cu balansier.

Avînd această curbă şi cunoscînd condiţiile în care se desfăşoară procesul de pompare a ţiţeiului, vom trece în revistă, rînd pe rînd, diverşii parametri ai motorului asincron în scurtcircuit (motorul cel mai indicat, deoarece nu există necesitatea unui reglaj de viteză), căutînd să aflăm motorul care este cel mai potrivit pentru acţionarea în cauză.

Cuplul de pornire

Instalaţiile de pompare de adîncime cu balansier se caracterizează, în primul rînd, printr-o cerere de cuplu de pornire relativ mare, în raport cu cuplul mediu necesar în timpul funcţionării.

Printre parametrii diverşi ce pot influenţa acest cuplu citǎm : dimensiunile unităţii respective, poziţia în care este oprit balansierul, depunerea de parafină pe ţevile de extracţie etc.

Motoarele folosite la ora actuală în asemenea scopuri sînt motoare din seria relativ nouă, asincrone cu rotor în scurtcircuit de tip ASIe—P 33 (seria petrol), cu cuplu de pornire de 1,8 ori mai mare decît cuplul nominal şi, într-o măsură mai mare, motoare de fabricaţie vechi.

Condiţiile enumerate cer însă motoare cu cuplu de pornire mare ce pot atinge multiplicităţi de ordinul 2,75—3.

Ori, utilizînd în aceste cazuri motoare tip ASIe—P 33 şi mai ales motoare existente de fabricaţii vechi (care reprezintă, de fapt, majoritatea celor aflate în funcţiune) cu un cuplu de pornire de 1,2÷1,4 ori mai mare decît cuplul nominal, pentru a face faţă condiţiilor grele de demaraj la sonde, se aleg puteri mai mari decît ar fi necesare, şi anume de $\frac{M_p/M_n}{1,8}$ şi mai ales de $\frac{M_p/M_n}{1,2}$ ori mai mari.

Aceasta, în condiţia fericită a tensiunii de alimentare egală cu tensiunea nominală, deoarece în cazul căderilor considerabile de tensiune la pornire pe linia de alimentare, la o tensiune de alimentare a motorului de 85% U_n, coeficienţii de multiplicitate ai cuplului de pornire în raport cu cuplul nominal vor deveni de fapt 1,3, respectiv, 0,87.

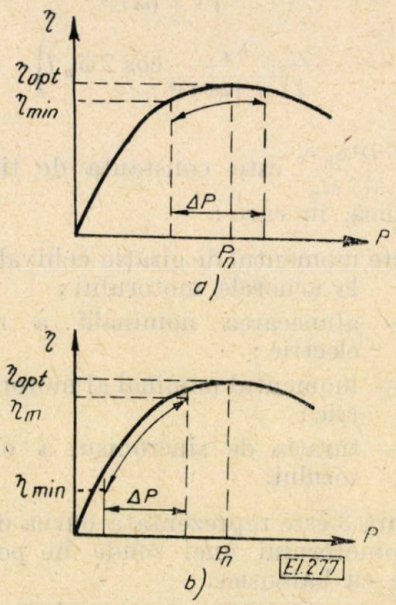


Fig. 2. Parcurgerea curbei randamentului la motoare : *a*) alese din condiţia încadrării în puterea nominală ; *b*) supradimensionate din condiţia respectării cuplului de pornire.

Deci cuplul de pornire dictează mărimea motoarelor folosite, ajungîndu-se astfel la prezenţa, în industria extractivă a petrolului, a motoarelor de puteri ce o depăşesc mult pe cea efectiv necesară din punct de vedere termic dată de valoarea medie pătratică a curentului de sarcină.

Aici rezidă şi explicaţia, de ce o parte din motoarele ce acţionează instalaţii de pompare cu balansier funcţionează cu o încărcare de 40—50% din puterea lor nominală, ceea ce duce la randamente medii foarte scăzute de 45—55%.

Considerînd (fig. 2) curba randamentului în funcţie de sarcină (la care s-a presupus $\eta_n = \eta_{optim}$), ne putem explica comod scăderea randamentului mediu sub limite, practic, admisibile, legat de parcurgerea curbei, la sarcină ciclică în zone depărtate de zona randamentului optim.

Explicaţia acestei scăderi mai trebuie completată cu corective de ordin dinamic, care nu modifică totuşi aspectul general al ei.

Generalizînd problema, ne vom referi şi la influenţa pe care caracteristicile nepotrivite ale motoarelor electrice le au asupra reţelelor de alimentare a sondelor de extracţie a ţiţeiului.

Vom presupune o alegere a motoarelor folosite actualmente cu o medie de 50% peste necesarul efectiv de putere în regim de durată.

Ele vor necesita curenţi de pornire sensibil mai mari (multiplicitatea curentului de pornire referindu-se la valoarea nominală a curentului fiecărui electromotor) în raport, de exemplu, cu un motor cu alunecare mărită cu cuplul mare de pornire ($M_p = 2,75\ M_n$) ce acoperă aceeaşi putere medie.

Curenţii de pornire duc, la rîndul lor, la mărirea substanţială a secţiunii conductoarelor liniilor de distribuţie a energiei electrice la sonde, secţiune care se determină din condiţia căderii de tensiune admisibile.

Chiar şi la secţiuni normale ale conductoarelor, liniile de distribuţie sînt prea costisitoare, date fiind lungimile lor neraţionale practicate în sistemul energetic al petrolului.

De aici rezultă necesitatea acţionării instalaţiilor de pompaj cu balansier prin motoare electrice în scurtcircuit construite cu un cuplu mare de pornire. Un raport între cuplul de pornire şi cel nominal de 2,75 ar permite rezolvarea aproape a tuturor situaţiilor de pornire dificilă legate de cazul de care ne ocupăm.

Sarcina electromotorului pe durata ciclului de funcţionare

În prima parte a articolului de faţă s-a rezolvat ecuaţia de mişcare pentru cazul acţionării instalaţiilor de pompare cu balansier, pentru a ajunge la expresia (5) a cuplului motorului

electric care acoperă cuplul rezistent ce variază ciclic în timp (1), cum și momentul dinamic care apare.

Nu vom insista prea mult asupra faptului foarte cunoscut că regimul termic al motorului, care îi determină gradul posibil de încărcare, este condiționat de valoarea medie pătratică a cuplului :

$$M_{mp} = \sqrt{\frac{1}{T_c}\int_0^{T_c} M^2 \, dt}. \qquad (6)$$

Este clar că o sarcină ciclică cu vîrfuri mai puțin pronunțate (cu diferențe mai mici între maxime și minime) va permite alegerea unui motor cu o putere nominală mai mică, pentru același moment mediu.

O asemenea micșorare a vîrfurilor de sarcină, reflectată în momentul dat de motorul electric la arbore, poate fi realizată, după cum se observă din analiza expresiei (5), prin mărirea alunecării nominale S_n (care intervine la numitorul expresiilor pentru armonica primă și de ordinul doi a cuplului, prin intermediul constantei electromecanice T, deci micșorează amplitudinile părții variabile).

În consecință, o soluție a problemei noastre o reprezintă motorul cu alunecare mărită.

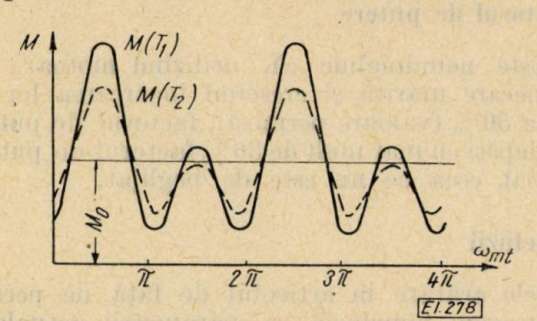


Fig. 3. Variația ciclică a cuplului la arborele motorului pentru T_1 și $T_2 > T_1$.

Un asemenea motor se obține prin mărirea substanțială a rezistențelor barelor rotorice, deci și a pierderilor corespunzătoare în înfășurarea rotorică în scurtcircuit.

Trebuie menționat dezavantajul principal al motoarelor cu alunecare mărită — pierderile mult sporite în rotor care duc la scăderea randamentului.

În cele ce urmează ne vom ocupa mai amănunțit cu problema randamentului și vom arăta că, de fapt, în cazul problemei de care ne ocupăm randamentul integral nu scade.

Un dezavantaj, compensat de altfel, este scumpirea motorului față de motorul cu alunecare normală, scumpire legată de eliminarea pierderilor produse suplimentar în colivia rotorică.

În figura 5 se observă caracteristica sa mecanică de o suplețe evidentă, care contrastează cu caracteristicile rigide ale motoarelor utilizate la ora actuală la sondele în extracție.

Aplatisarea curbei ciclice se realizează tocmai datorită supleței caracteristicii ; un asemenea motor își variază viteza în funcție de încărcare mai mult decît motoarele cu alunecare normală și astfel inerția părților rotative ale sistemului

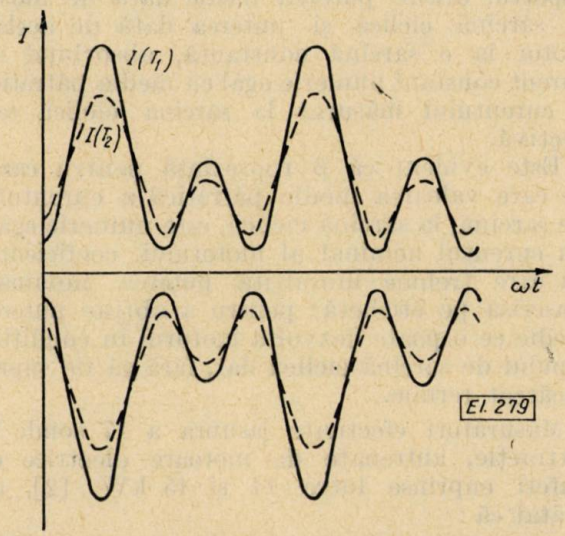


Fig. 4. Variația curentului de sarcină al motorului pentru T_1 și $T_2 > T_1$ (înfășurătoarea).

înmagazinează mai multă energie în răstimpul perioadelor de sarcină minimă pe care o cedează în timpul vîrfului de sarcină :

$$\Delta W_c = K \cdot GD^2 \cdot \Delta n, \qquad (7)$$

unde :

ΔW_{c_2} este variația energiei cinetice ;
GD — momentul de giratie a sistemului redus la arborele motorului ;
Δn — variația de turație ;
K — coeficientul de proporționalitate.

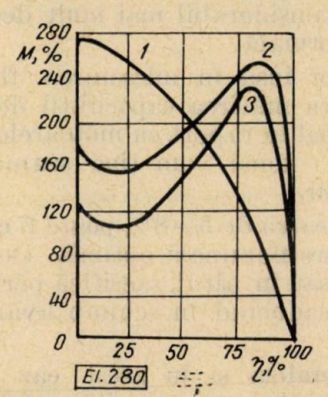


Fig. 5. Caracteristica mecanică la diverse tipuri de motoare asincrone cu rotor în scurtcircuit :
1 — motoare cu alunecare mărită ; *2* — motoare din seria ASIe — P33 ; *3* — motoare de fabricații mai vechi.

Din relația (7) se remarcă, de asemenea, că mai putem influența în mod favorabil asupra regularizării sarcinii ciclice prin momentul de giratie $G_r D_r^2$ a rotorului motorului electric,

care intervine ca o parte substanțială din momentul de giratie total, deoarece rotorul are viteza unghiulară cea mai mare.

Pentru a lămuri mai bine cele spuse vom nota cu β capacitatea de utilizare, ca fiind raportul dintre puterea medie dată de motor la sarcină ciclică și puterea dată de același motor la o sarcină constantă, absorbind un curent constant numeric egal cu media pătratică a curentului măsurat la sarcina ciclică respectivă.

Este evident că β reprezintă pentru cazul în care valoarea medie pătratică a curentului de sarcină, la sarcină ciclică, este numeric egală cu curentul nominal al motorului, coeficientul cu care trebuie înmulțită puterea nominală (înscrisă pe etichetă) pentru a obține puterea medie ce o poate dezvolta motorul în condițiile tipului de sarcină ciclică dat, fără să fie supraîncărcat termic.

Măsurători efectuate asupra a 17 sonde în extracție, antrenate de motoare electrice cu puteri cuprinse între 14 și 45 kW [2], au arătat că :

— pentru motoare cu alunecare normală, β este 0,51—0,58 ;

— pentru motoare cu alunecare mărită 5—8%, β este 0,68—0,80, ceea ce reprezintă o creștere a capacității de încărcare cu 33—38%, deci un spor esențial.

Prețul la motoarele cu alunecare medie mărită este însă mai mare decît la motoarele cu alunecare normală. Dacă ne vom orienta după lista de prețuri a firmei Westinghouse [7], pentru motoarele în speță vom găsi că diferența este de ordinul a 20—25%, crescînd spre puterile mai mari.

Firmele străine execută și motoare în alunecare mult mărite de 10—13%. Asemenea motoare costă considerabil mai mult decît cele cu alunecare normală.

Aportul lor însă în micșorarea fluctuațiilor sarcinii pentru mărirea capacității de încărcare va fi neesențial în raport cu motoarele cu alunecare mărită — dacă vom ține seamă de creșterea prețului.

Deci alunecarea de 6—8% poate fi considerată ca o alunecare nominală optimă. Depășirea ei, într-un sens sau în altul, sacrifică performanțele motorului neaducînd în schimb avantaje echivalente.

Vom generaliza și în acest caz avantajele motorului cu alunecare mărită, referindu-ne la influența lor asupra liniilor electrice de alimentare a sondelor electrice de extracție a țițeiului. Prin reducerea maximelor și minimelor sarcinii ciclice și, implicit, a valorii medii pătratice a curentului de sarcină, se influențează favorabil micșorarea pierderilor de putere pe liniile de alimentare, care, după cum am mai arătat, sînt relativ lungi.

Randamentul

Randamentul motoarelor cu alunecare mărită (5—8%) este cu 3—6 sutimi mai mic decît al motoarelor cu alunecare normală [2] datorită pierderilor produse suplimentar în înfășurarea rotorică în scurtcircuit.

Am arătat însă că β — coeficientul de încărcare — este de 33—38% mai mare pentru primul tip, ceea ce permite alegerea pentru aceeași acționare a unui motor electric cu o putere nominală mai mică, deci la care curba randamentului să fie parcursă la executarea ciclului, de data aceasta, cu fluctuații mai mici ale sarcinii, într-un domeniu mai apropiat de sarcina nominală, ceea ce are drept rezultat obținerea unui randament mediu care să compenseze și să depășească pe cel al motorului corespondent cu alunecare normală.

În plus, diferența de randamente la puterea nominală dintre cele două tipuri de motoare se șterge și la exprimarea lor în unități fizice de putere, dat fiind faptul că motorul corespondent cu alunecare mărită are putere nominală mai mică decît cel cu alunecare normală pentru acționarea în cauză.

Factorul de putere

Este neîndoielnic că, utilizînd motoare cu alunecare mărită și crescînd încărcarea lor cu circa 30% (valoare permisă), factorul de putere va depăși cu mai mult de 30% factorul de putere inițial, ceea ce nu este de neglijat.

Concluzii

Cele arătate în articolul de față ne permit să tragem concluzia că parametrii actualelor motoare electrice asincrone cu rotor în scurtcircuit, din serii mai vechi și chiar din seria petrol (relativ nouă) ASIe—P 33, nu sînt cei mai potriviți pentru acționarea instalațiilor de pompaj de adîncime cu balansier.

Un motor cu alunecare mărită și, implicit, cu cuplu mare de pornire ar fi foarte indicat pentru asemenea acționări și pentru altele similare.

El ar asigura, în primul rînd, pornirea instalațiilor de pompaj cu balansier chiar în condiții grele de sarcină, de depunere a parafinei, de dezechilibrare, condiții climatice etc.

În al doilea rînd, prin faptul că au o caracteristică suplă, ar putea face față cu succes sarcinii de tip ciclic, reducînd maximele curentului de sarcină (și deci și valoarea sa medie pătratică).

Considerăm că raportul dintre cuplul de pornire și cuplul nominal al unui asemenea motor ar trebui să fie de 2,75, iar alunecarea nominală, de 6—8%. Valoarea de 6—8% a alunecării nominale este optimă, mărirea sa

nemaiaducînd avantaje esențiale în uniformizarea sarcinii, scăzînd însă parametrii motorului.

O altă caracteristică ce se impune să o aibă motorul ce ar fi necesar să fie construit pentru acționările instalațiilor de pompaj cu balansier, ar fi inerția rotorică mare, care, prin efect de giratie, să contribuie la micșorarea vîrfurilor de sarcină.

Asemenea motoare ar permite :

1) Alegerea, pentru aproape toate sondele, a unor motoare cu o putere nominală inferioară cu cel puțin o treaptă în scara de puteri celei utilizate la ora actuală.

2) Mărirea sensibilă a factorului de putere și a randamentului mediu cu care funcționează electromotoarele de acționare.

3) Micșorarea secțiunii conductoarelor folosite pentru rețelele de alimentare.

Bibliografie

[1] *Zamanski, Kulizade*, ș.a. Elektrosnabjenie i elektrooborudovanie neftianih promislov. Moscova, 1959.

[2] *Halderson, M. A.* Selection of A. C. motors for Driving Oil Well Pumping Units. AIEE T.P., 384.

[3] *Howell, J. K.* și *Hogwood, E. E.* Electrified Oil Production. Tulsa, Oklahoma, 1962.

[4] *Halderson, M. A.* Determining Actual Power Input and derating Factor of Electric motors that drive Oil Well Pumping Units. AIEE T. P., **58**, 465.

[5] *Poore, I. N.* Selection of Electric motors for Oil Well Beam Pumping. In : Trans. of AIEE, p. II, 1951, p. 2008.

[6] *Segal, S., Bunea, V.* și *Berberian, A.* Progresul tehnic la Uzina de mașini electrice-București. In : Electrotehnica, 1—2, 1964, p. 47.

[7] *Westinghouse Co.* Integral tip A.C. motors price list 2920/2, aug 1964.

[8] * * * Manualul inginerului electrician, vol. VIII.

Intrat în redacție la 30. IV. 1966

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Studiul critic asupra uleiurilor și maselor de impregnare a cablurilor electrice de forță cu izolație de hîrtie de 1—35 kV*

Constantin Cruceru, Paula Pascal — București și **Virgil Soroagă** — Ploiești**

CZ 621.315.2 : 621.315.617.2

1. Generalități

Unul din aspectele cele mai importante de care depinde calitatea cablurilor de 1—35 kV cu izolație de hîrtie impregnată este utilizarea, în procesul de impregnare, a unor uleiuri și mase de impregnare care să posede proprietăți fizico-chimice și dielectrice superioare.

Tipurile de cabluri de forță izolate cu hîrtie impregnată cu uleiuri minerale, folosite actualmente în tehnica modernă pot fi clasificate, pe scurt, după cum urmează :

— *cabluri cu dielectric solid*, în care hîrtia este complet impregnată cu ulei sau cu mase de ulei și colofoniu (eventual polizobutilenă și colofoniu) de mare vîscozitate. La asemenea cabluri, deplasarea uleiului sau a compoundului de-a lungul cablului, în timpul funcționării, nu este dorită și este chiar necesar să se prevină, prin toate mijloacele tehnice posibile ;

— *cabluri în baie cu ulei*, la care mediul de impregnare este constituit de un ulei cu viscozitate mică. Ele se caracterizează prin faptul că uleiul este liber să se deplaseze de-a lungul cablului, în timpul funcționării, printr-un canal (la cablurile monofazate) sau prin mai multe canale (la cablurile trifazate), prevăzute în interiorul cablului și conectate de-a lungul liniei la rezervoarele de alimentare cu ulei. Cablurile pot să-și mențină astfel o presiune internă a uleiului aproape constantă, realizîndu-se o impregnare perfectă în orice regim de lucru ;

— *cabluri sub presiune* care sînt în esență cabluri cu dielectric solid în care ionizarea din interstițiile ce se află între straturile de hîrtie este suprimată folosind : presiunea unui gaz în contact direct cu dielectricul (cabluri cu presiune de gaz) ; presiunea uleiului în contact direct cu dielectricul și presiunea statică exercitată de un gaz sau un ulei pe suprafața exterioară a învelișului de protecție a cablului (cabluri sub presiune de ulei).

Proprietățile fizice ale uleiurilor minerale sau ale maselor vîscoase utilizate la cablurile izolate cu hîrtie diferă între ele în funcție de scopul și de construcția acestor cabluri. Astfel, proprietățile unui ulei folosit la cabluri electrice de tip „umplut cu ulei" vor diferi mult de acelea ale altor mase vîscoase folosite la impregnarea unui cablu de tip „solid" care funcționează la diferitele declivități uneori în poziții verticale și la temperaturi destul de mari.

La cablurile de forță 1—35 kV, izolate cu hîrtie, fabricate în țară, care se impregnează cu uleiuri minerale indigene de tip 413 aditivate cu colofoniu și care sînt cabluri cu dielectric

* Lucrare prezentată la a X-a Sesiune tehnico-științifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București (Mai 1966).

** Ing. *C. Cruceru* este șef de laborator la I.C.P.E., ing. *P. Pascal* este cercetător științific la I.C.P.E., iar ing. *V. Soroagă* este șef de laborator la Institutul Petrochim-Ploiești.

solid, calitatea uleiurilor şi maselor care se obţin, prin aditivarea uleiului cu colofoniu, nu mai satisface cerinţele impuse, pe plan mondial avînd în vedere performanţele obţinute în această direcţie. Din literatura de specialitate [1] reiese că uleiurile minerale, folosite la

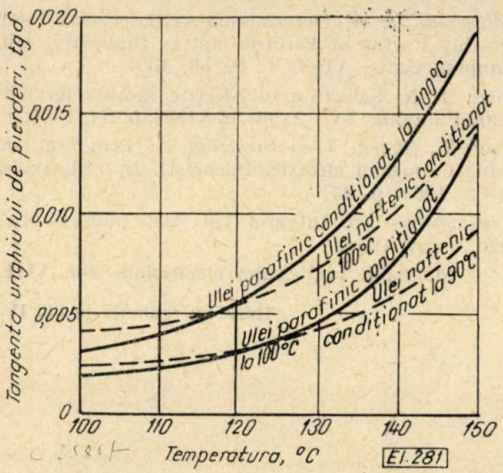


Fig. 1. Variaţia tangenţei unghiului de pierderi dielectrice tg δ în funcţie de temperatură la diferitele tipuri de uleiuri de cablu minerale (parafinice şi naftenice).

impregnarea acestor cabluri, trebuie să posede o serie de caracteristici dielectrice şi chimice compatibile cu condiţiile de pozare şi de funcţionare a cablurilor.

Caracteristicile dielectrice principale ale uleiurilor şi compoundurilor de impregnare sînt rezistenţa electrică ρ_v şi factorul de pierderi tg δ. În cazul uleiurilor de cablu, rezistenţa electrică de volum ρ_v are mai mult o semnificaţie generală. Ceea ce este determinant, dacă ne referim la caracteristicile dielectrice, este în primul rînd factorul de pierderi care reprezintă o măsură a pierderii de energie care este transformată în căldură şi care este de mai mare importanţă la uleiurile de cabluri de 1—35 kV izolate cu hîrtie. În funcţie de originea uleiurilor de impregnare, variaţia factorilor de pierderi în funcţie de temperatură la diverse uleiuri este prezentată în figura 1.

Un ulei de cablu corespunzător trebuie să aibă, de asemenea, o serie de proprietăţi fizice şi chimice care se referă la capacitatea minimă a uleiurilor la : absorbţia de gaze, rezistenţa de oxidare, volatilitate, temperatură de solidificare şi indicele de aciditate.

Capacitatea uleiurilor la absorbţia de gaze trebuie să fie cît mai mică pentru ca la solicitarea electrică, ionizarea să fie minimă. La solicitare electrică mare, ionizarea poate avea loc în cazul prezentat în orice gol din dielectricul cablului. Ca rezultat al bombardamentului ionic, gazul, în special hidrogenul, poate fi dezvoltat din moleculele unui ulei mineral, mai ales dacă uleiul este compus din hidrocarburi alifatice (parafină). Hidrogenul se poate colecta în pungi care, ca rezultat al ionizării, poate duce la distrugerea dielectricului din jur şi la eventuala străpungere a cablului. Acesta este cazul uleiului indigen 413 folosit în prezent la impregnarea cablurilor (1—35 kV) şi care a adus neajunsuri în exploatarea acestora. Dimpotrivă, uleiurile care conţin o proporţie suficientă de hidrocarburi nesaturate, mai ales aromatice, posedă o mai bună comportare la absorbţia gazelor ionizate sub acţiunea tensiunii electrice. S-a dovedit că hidrogenul ionizat atacă celuloza cu formare de apă, astfel că pe lîngă efectul descărcărilor parţiale în dielectric, în pungile gazoase din dielectricul din jur, mai există şi efectul secundar al formării de apă care măreşte probabilitatea defectării cablurilor. Gazul dezvoltat prin bombardament ionic este în special hidrogenul. În parte (aproximativ 30%) el provine din hidrocarburi cu greutate moleculară mică, mai ales metan. Este deci esenţial ca compoziţia unui ulei de cablu să fie astfel încît să prevină deranjamentele descrise mai sus.

Calitatea uleiurilor minerale de cablu de 1—35 kV de a opune o rezistenţă cît mai mare la absorbţia de gaze trebuie conjugată însă şi cu *rezistenţa acestora la oxidare*. Experienţa a arătat că pentru uleiurile rafinate, în bune condiţiuni, naftenele au prezentat o rezistenţă mai mare la oxidare la temperaturi mai mici [1], [2]. Pe lîngă aceasta, uleiurile de cablu izolate cu hîrtie şi masele de impregnare obţinute prin aditivarea lor trebuie să se comporte astfel ca, prelucrate la temperaturi înalte, să nu fie excesiv de volatile. Această proprietate se impune, mai ales, în timpul impregnării propriu-zise a cablurilor de 1—35 kV [3], [4], [5].

2. Stadiul actual pe plan mondial

Uleiurile minerale utilizate la impregnarea cablurilor de forţă cu izolaţie de hîrtie de 1—35 kV se obţin prin distilarea tipurilor de uleiuri parafinice, naftenice sau aromatice. În mod obişnuit se preferă uleiurile naftenice, deoarece ele sînt mai stabile din punct de vedere electric, iar după rafinare cu acid sulfuric şi tratament adecvat cu argilă ele pot oferi produse cu o mare capacitate de încorporare a aditivilor folosiţi pentru mărirea viscozităţii maselor de impregnare. Pentru obţinerea compoundurilor de viscozitate dorită, printre materialele utilizate la aditivarea uleiurilor minerale, cel mai important este colofoniul care a fost întrebuinţat în primul rînd din cauza proprietăţilor sale fizice speciale. El măreşte proprietăţile higroscopice ale compoundului, deoarece este absorbit de celuloză şi, în plus, mărind viscozitatea compoundului, el îi micşorează tendinţa de scurgere către punctul cel mai coborît al cablului [6], [7], [8].

Adaosul de colofoniu la uleiul parafinic duce la o creştere considerabilă a factorului de pier-

deri tg δ a compoundurilor, în comparație cu acela al uleiurilor naftenice (fig. 2).

Caracteristicile electrice ale unor uleiuri prezentate în figura 2 sînt date în tabela 1.

În S.U.A. datorită dificultății de a se obține colofoniu cu proprietăți electrice bune, cei mai

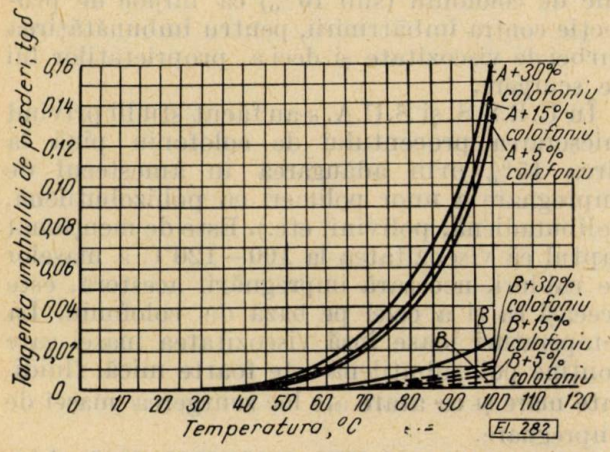


Fig. 2. Efectul adaosului de colofoniu la uleiuri naftenice dense și intermediare asupra tangenței unghiului de pierderi la diferite temperaturi. *A* — ulei parafinic; *B* — ulei natfenic.

Tabela 1

Caracteristicile uleiurilor parafinice și naftenice

Denumirea caracteristicilor	Ulei parafinic	Ulei naftenic
Greutate specifică la 15°C	0,925 — 0,940	0,90 — 0,92
Indicele de refracție la 20°C	1,505 — 1,520	1,500 — 1,505
Viscozitatea centistokes		
— la 100°C	20 — 36	34 — 50
— la 38°C	750 — 1 500	800 — 1400
Temperatura de congelare	— 3	— 3
Temperatura de inflamare +°C (în vas deschis)	+250	+270

mulți producători de cabluri au abandonat utilizarea colofoniului la fabricarea cablurilor de 1—35 kV, folosind, în schimb, numai ulei naftenic mult rafinat, cu o viscozitate de 670 centistokes la 38°C. Același tip de ulei este întrebuințat în S.U.A. pentru impregnarea cablurilor izolate cu hîrtie cu presiune de gaz (cabluri care după impregnare sînt scurse și apoi umplute cu azot) [8], [15], [16], [17], [18], [19], [21], [22].

În Europa utilizarea colofoniului a fost preferată însă în scopul de a se înlătura dezavantajele creșterii factorului de pierderi tg δ în compoundurile de impregnare (ulei-colofoniu) și s-a dezvoltat o metodă de a rafina colofoniul, prin distilare, metodă care permite obținerea de mase cu factori de pierderi foarte mici.

În laboratoarele Pirelli s-a stabilit că influența colofoniului asupra factorului de pierderi tg δ al compoundurilor depinde de natura uleiului folosit. Acest lucru este relevat, în mod clar în figura 2 care pune în evidență că adaosul de colofoniu la un ulei parafinic duce în fiecare caz la o înrăutățire considerabilă a tg δ. Dimpotrivă, cu un ulei naftenic (fig. 2 — ulei „B") nu se observă schimbări importante ale factorului de pierderi la adăugarea unui procent mare de colofoniu.

Striegel G. și Winkelnkemper H. [36] arată că în compoziția uleiului mineral, care este variată după originea uleiului, părțile componente sînt formate din proporții diferite de parafine și naftene, deci de hidrocarburi saturate. În afară de aceasta, uleiul mai conține însă și combinații aromatice care sînt active din punct de vedere chimic, spre deosebire de combinațiile de hidrocarburi saturate, care trec ușor prin transformări chimice și moleculare. Pe lîngă acestea, la majoritatea uleiurilor se întîlnesc combinații care conțin oxigen, azot și sulf care sînt de asemenea foarte nocive din punct de vedere chimic. La uleiul mineral, toate aceste combinații active sînt nocive, datorită nu numai faptului că prin produsele lor chimice de transformare sînt înrăutățite proprietățile izolante ale uleiului, însă este atacată însăși izolația cablurilor și distrusă treptat. Ele trebuie îndepărtate din uleiul mineral. Dar așa cum arată autorii [36], chiar și la un ulei izolant rafinat în mod minuțios au loc în exploatarea cablurilor transformări prin oxidare. Prin oxigenul ce a ajuns în ulei pot fi atacate hidrocarburile saturate și transformate în combinații active care formează, în cursul timpului, produse de îmbătrînire. Datorită formelor multiple ale moleculei de ulei, arată Striegel și Winkelnkemper, posibilitățile atacului de oxigen și a transformărilor chimice ulterioare sînt foarte variate și prin aceasta foarte mult dependente de compoziția uleiului și de condițiile lui de exploatare. Primele produse de exploatare sînt, în general, combinații peroxidice mai ales hidroperoxizii, din care se pot forma ulterior alcooli, aldehide și acizi. La desfășurarea ulterioară a îmbătrînirii iau naștere combinații macromoleculare prin fenomenele de policondensare, combinații ce nu sînt solubile în ulei, ci sînt eliminate și depozitate sub formă de noroi. Viteza de îmbătrînire ca și viteza de reacție a tuturor fenomenelor chimice depind în mare măsură de temperatură. Sub temperatura de 50°C ea se desfășoară atît de lent încît, practic, sub această temperatură, durata de viață a uleiului izolant poate fi nelimitată. În domeniul temperaturilor uzuale de exploatare, adică între 80 și 100°C, o creștere a temperaturii cu 20°C are drept consecință o dublare a unghiului de pierderi (fig. 3).

Îmbătrînirea uleiurilor mai este influențată catalitic prin diferite metale [23]—[35]. Krein S. E. și Kulacova R. V. arată că cuprul și fierul, care au suprafețe de contact mari cu uleiul și cu masele de impregnare a cablurilor

electrice de forță de 1—35 kV, pot produce modificări ale structurii uleiurilor.

Efecte nocive importante, asupra uleiurilor de cablu, au și alte suspensii care ar putea exista în uleiurile respective ca : apă, praf de cărbune, carton ș.a. (fig. 4, *a*, *b*).

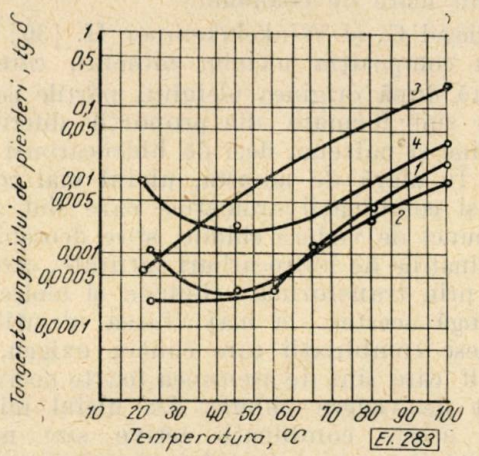


Fig. 3. Variația tangenței unghiului de pierderi în funcție de temperatură la un ulei și un compound (ulei colofoniu) înainte și după îmbătrînire (oxidare) timp de 300 h la 110°C : *1* — ulei pur oxidat; *2* — ulei pur neoxidat; *3* — ulei-colofoniu oxidat; *4* — ulei-colofoniu neoxidat.

Îmbătrînirea uleiurilor de cablu de 1—35 kV are ca efect, foarte nociv, micșorarea siguranței în exploatare a cablurilor prin :

— înrăutățirea răcirii acestora, datorită depunerii nămolului format ;

— reducerea rezistenței mecanice a izolației solide, de hîrtie, datorită influenței nocive a acizilor care au luat naștere ;

— reducerea rezistenței de străpungere a uleiurilor și maselor de impregnare a cablurilor și a izolației de hîrtie impregnate cu ulei sub influența produselor de îmbătrînire, în primul rînd, prin apa de constituție.

Din experiența unor uzine din Europa ca : Pirelli—Italia, Câbles de Lyon — Franța, Sevkabel și Moscabel — U.R.S.S., Kabelwerke — Oberspree — R.D.G., Fehlten și Guillaume — R.F.G., Dussek — Anglia ș.a. reiese că pentru a mări durata de viață a cablurilor izolate cu hîrtie impregnată este în primul rînd necesar să ne orientăm la alegerea uleiurilor minerale, spre uleiuri de origine naftenică cu un conținut mic de colofoniu (sub 10%) ca mijloc de protecție contra îmbătrînirii, pentru îmbunătățirea curbei de viscozitate și deci a proprietăților lui de scurgere.

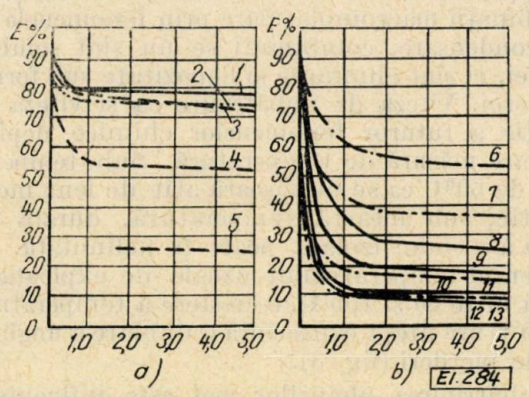


Fig. 4, *a*, *b*. Influența umidității și a altor incluziuni asupra rigidității dielectrice a uleiurilor. Pe axa absciselor figurează conținutul de apă în ulei exprimat în 10^8 parte (după volum) ; pe axa ordonatelor — rigiditatea dielectrică în % (considerînd că pentru uleiul pur rigiditatea este 100%).

În U.R.S.S. și S.U.A. s-au făcut studii privind micșorarea procentului de colofoniu pînă la circa 15% prin adăugarea în amestecul de impregnare a unor polimeri ca poliizobutilenă, polibutadienă, polivinil etc.). Este de menționat faptul că viscozitatea la 100—120°C a maselor de cabluri, necesară impregnării acestora, este aceeași ca și a celei pe bază de colofoniu. La temperaturi joase însă viscozitatea masei care conține poliizobutilenă este foarte mică, fluiditate mare și ca atare are loc scurgerea masei de impregnare.

Literatura arată [37], [38], [30], [40], chiar și în cazul folosirii poliizobitilenei, că amestecul de impregnare trebuie să conțină 5—7% colofoniu ca agent de protecție contra îmbătrînirii.

Trebuie să menționăm, în continuare, că din analiza problemei pe plan mondial mai reies încă o serie de aspecte legate de unele caracteristici ale uleiurilor de cablu și de originea acestora.

Așa, de exemplu, se cere ca uleiurile utilizate la impregnarea cablurilor de forță, de 1—35 kV, izolate cu hîrtie, să aibă punctul de congelare în jurul temperaturii de — 8°C. De asemenea, se impune, pentru o bună comportare în exploatare [29—33], ca uleiurile să posede o viscozitate cît mai mică la temperatura de impregnare care este în medie de 120°C și o viscozitate cît mai mare la temperatura de funționare a cablurilor de 1—35 kV, care este de circa 50°C. De aici rezultă că raportul viscozităților ν_{50}/ν_{100} trebuie să fie cît mai mare, adică de cel puțin 10. Acest lucru depinde în mare măsură de originea uleiurilor minerale alese pentru impregnarea cablurilor izolate cu hîrtie de 1—35 kV. Cel mai bine corespund acestor condiții uleiurile de origine naftenică.

O caracteristică importantă de care trebuie să se țină, de asemenea, seamă în alegerea uleiurilor pentru cabluri electrice de forță este indicele de aciditate al uleiurilor care în condiții normale nu trebuie să depășească valoarea de 1 mg KOH/g.

King A. în „Row materials for electric cables" [37] recomandă întrebuințarea la impregnarea cablurilor electrice de 1—35 kV, izolate cu hîrtie a uleiurilor minerale de origine naftenică. Acest lucru a fost demonstrat de experiența îndelungată a producătorilor de cabluri din lume.

S-a arătat mai sus că tendința actuală în fabricația cablurilor de forță de 1—66 kV

Tabela 2

Situația parametrilor și a valorilor acestora la uleiurile minerale utilizate la impregnarea cablurilor de forță de 1—35 kV în diverse țări

Denumirea caracteristicilor	Valorile caracteristicilor după diferite norme									
	GOST 6480-53 P-28	MSZ 153/3	Austria	CSN J-40	TLV R5/55	Dussek Anglia	Graff Anglia	Monsanto Anglia	Enfield Cables Anglia	Ulei 413 STAS-751-49 pentru cabluri de 10 kV
Densitate	0,950	0,930	0,935	0,970	0,93	0,875	0,872	0,892	0,893	0,905
Viscozitatea cinematică la 20°C centistokes			2500—3000	5700 (750°E)						
50°C centistokes		170 (22° E)	250—450	304—342	25—350	1200	—	—	—	(30—32°E)
70°C centistokes						270				
100°C centiskoes	26—30	—	25—30	23,7 (3,3°E)		98,4	55	54	62	
Inflamabilitatea în aparat deschis, °C (minim)	285	200	250—270	200	220	135	283	250	242	240
Congelare, °C (maxim)	—10	—8	—5	—10	—	—20	—18	—20	—18	—8
Aciditate minerală	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă
Aciditate organică, KOH/g	0,1	0,1	0,15	0,1	0,05	0,03	0,0011	0,032	0,002	0,07
Coroziune	neg.*	neg.	neg.	neg.	neg.	neg.	neg.	neg.	neg.	neg.
Cenușă, %	1	—	—	0,01	—	—	—	—	—	0,107
Impurități mecanice	lipsă	0,01	lipsă	lipsă	—	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă	lipsă
Rigiditatea dielectrică, kV/cm (minim)	—	—	—	—	—	150 kV 1 min	40 kV 1 min	—	—	—
Tangenta unghiului de pierderi la 70°C	—	—	—	2.10^{-2}	$3,5.10^{-2}$	5.10^{-3}				10^{-2}
100°C	—	—	—	6.10^{-2}	6.10^{-2}	10^{-3}	3.10^{-2}	$3,5.10^{-2}$	3.10^{-3}	—
Rezistivitatea de volum la 20°C, Ωcm	—	$10^{12}—10^{13}$	$10^{12}—10^{14}$ (120°C)	10^{12}	10^{12}	$2,10^{15}$	$2,10^{14}$	$1,5.10^{14}$	2.10^{13}	6.10^{11}

* negativ

izolate cu hîrtie este de a se utiliza la impregnarea cablurilor compounduri formate din uleiuri minerale aditivate în unele cazuri cu poliizobutilenă.

În ceea ce privește calitatea uleiurilor s-a menționat, de asemenea, că se preferă, actualmente pe plan mondial, uleiuri de origine naftenică, deoarece au un conținut mic de sulfuri și acidități minime care fac ca în aceste uleiuri să nu ia naștere, gaze ionizabile, sub acțiunea tensiunii electrice.

În acest sens, firma Dussek Brothers & Co. Ltd. Crayford — Kent din Anglia utilizează ca aditiv, în compoziția compoundurilor de impregnare a cablurilor, o rășină de tip „Nisora" care este, de fapt, un tip de colofoniu distilat sub vid.

De asemenea, aceeași firmă produc compounduri de uleiuri minerale, de calitate superioară, pentru impregnarea cablurilor de 1—66 kV aditivate cu poliizobutilenă.

Firmele „Monsanto Chimicals Limited" Enfield-Standard Power Cables Ltd, „A. Lacey & Co. Ltd., Hull" din Anglia produc uleiuri de cablu care posedă caracteristici a căror valori sînt comparabile cu cele ale uleiurilor minerale produse de forma „Dussek".

De aici se poate trage concluzia că performanțele cele mai bune au fost atinse de uleiurile minerale produse în Anglia, care au o experiență tehnică avansată în acest domeniu.

3. Situația în țara noastră

În țară se produc actualmente numai cabluri izolate cu hîrtie de 1—10 kV și este în perspectivă extinderea pînă în anul 1970 a fabricației cablurilor cu izolații de hîrtie pînă la tensiunea de 20 kV cu secțiuni pînă la 3 × 400 mm². Impregnarea cablurilor de forță cu izolație de hîrtie fabricată în țară se face cu uleiuri minerale parafinice aditivate cu colofoniu.

3.1. Uleiurile minerale și masele de impregnare folosite în țară

La impregnarea cablurilor de forță cu izolație de hîrtie impregnată se utilizează în prezent uleiuri minerale de tip 413 aditivate cu colofoniu. Uleiul 413 se fabrică în cadrul M.I.P. pe baza unui studiu executat de I.C.P.E. datînd din anul 1950. Masele de impregnare preparate cu ulei 413 conțin 68% ulei și 32% colofoniu. Caracteristicile uleiurilor 413 sînt inferioare cerințelor care se impun în prezent uleiurilor de cablu pe plan mondial. Deși uleiul 413 are un punct de congelare de — 8°C, totuși aditivat cu colofoniu se obține un punct de congelare de + 10°C, inferior cerințelor pe plan mondial care prescriu un punct de congelare de cel puțin 0°C.

Prescripțiile de viscozitate indică o valoare minimă a viscozității uleiurilor la 120°C în timp ce la 50°C viscozitatea trebuie să fie maximă, iar raportul de viscozitate la 50/120°C trebuie să fie superior lui 10.

În ceea ce privește caracteristicile electrice comparînd masele de ulei 413 aditivitate cu colofoniu cu datele din literatură se constată (tabela 2) că valorile acestor caracteristici sînt mult inferioare acelora pe care le posedă uleiurile de cablu produse în alte țări.

Tabela 3

Valoarea caracteristicilor fizico-chimice și electrice ale uleiurilor de cablu de 1—35 kV prevăzute în diverse norme străine și rezultatele obținute prin încercare asupra uleiului de tip 413 folosit în țară

Denumirea caracteristicilor măsurate	Ulei 413	Condițiile tehnice impuse de norme străine				
		GOST 6480—53	MSZ 153/3	CSN J—40	TLV R5/55 (R.D.G.)	Anglia IP53/49; IP71/47
Densitatea	0,945	0,950	0,930	0,970	0,940	0,938
Viscozitate cinematică (în centistokes) la :						
20°C	—	—	—	570	—	—
50°C	108	—	170	304—342	190—200	1 200
70°C	—	—	—	—	—	270
100°C	—	26—30	—	23,7	—	98,4
Inflamabilitatea în aparat deschis, °C (minim)	240	285	200	200	220	135
Congelare, °C	— 7	— 10	— 8	— 10	—	— 28
Aciditatea organică, KOH/g, maxim	0,07	0,1	0,1	0,1	0,05	0,03
Tangenta unghiului de pierderi tg δ la 70°C	3.10^{-2}	—	—	2.10^{-2}	$3{,}5.10^{-2}$	5.10^{-4}
Rezistivitatea de volum la 20°C, Ω cm	$1{,}2.10^{13}$	—	10^{12} 10^{13}	10^{12}	10^{12}	$2{,}1.10^{13}$

3.2. Tehnologii utilizate la impregnarea cablurilor de forță izolate cu hîrtie, fabricate în țară

Impregnarea cu ulei a izolației de hîrtie are loc după izolarea și înfunierea fazelor cablurilor. Pentru ca izolația să fie bine impregnată se procedează, în prealabil, la uscarea ei fie cu ajutorul curentului electric, fie sub vid în autoclave încălzite cu abur.

Uscarea izolației de hîrtie cu ajutorul curentului electric are loc încălzind conductorii de cupru sau aluminiu, la o temperatură de 115°C măsurată cu ajutorul termocuplului, pe o durată de timp care este determinată de tensiunile nominale de funcționare ale cablurilor. La F.C.M.C. au fost stabiliți următorii timpi tehnologici de impregnare :

— pentru cabluri de 1 kV, 4 h ;
— pentru cabluri de 6 kV, 5 h ;
— pentru cabluri de 10 kV, 6 h.

De asemenea, prin experimentări sistematice s-a stabilit că în condițiile utilizării uleiurilor minerale indigene se poate obține o impregnare optimă a cablurilor dacă regimul de uscare, în varianta cu abur, este menținut, în funcție de tensiunea cablurilor, la uscarea în autoclavă și la presiunea atmosferică astfel :

— la cabluri de 1 kV, 0,5 h ;
— la cabluri de 6 kV, 1 h ;
— la cabluri de 10 kV, 3 h,

iar la uscare sub vid :

— pentru cabluri de 1 kV sub vid de 20—25 mm col Hg, 3 h ;
— pentru cabluri de 6 kV sub vid de 20—25 mm col Hg, 4 h ;
— pentru cabluri de 10 kV sub vid de 11—12 mm col Hg, 7 h.

După uscarea cablurilor, în condițiile arătate are loc impregnarea cablurilor cu mase de ulei aditivat cu colofoniu în proporție de 68% ulei 413 și 32% colofoniu.

Regimul de impregnare stabilit prescrie ca la temperatura de 125—135°C timpii de impregnare într-un ciclu complet în funcție de tensiune nominală trebuie să fie următorii :

a. La prima impregnare sub vid :

— pentru cabluri de 1 kV sub vid de 20—30 mm col Hg, 4 h ;
— pentru cabluri de 6 kV sub vid de 20—25 mm col Hg, 5 h ;
— pentru cabluri de 10 kV sub vid de 10—12 mm col Hg, 6 h.

b. La impregnarea sub presiune atmosferică :

— pentru cabluri de 1 kV, 2 h ;
— pentru cabluri de 6 kV, 3 h ;
— pentru cabluri de 10 kV, 10 h.

c. La ultima impregnare sub vid :

— pentru cabluri de 6 kV sub vid de 20—25 mm col Hg, 2 h ;
— pentru cabluri de 10 kV sub vid de 10—12 mm col Hg, 2 h.

Comparate cu performanțele obținute pe plan mondial, uleiurile, masele de impregnare și tehnologia de impregnare a cablurilor cu izolații de hîrtie de 1—35 kV, se constată că parametrii obținuți la uleiurile și masele de cablu indigene nu se situează la nivelul actual în acest domeniu.

4. Lucrări efectuate la I.C.P.E.

Pe baza celor arătate la punctele 1 și 2 ne-am propus să efectuăm următoarele lucrări :

— stabilirea comportării materialelor actuale după diferite norme străine componente ;
— efectuarea de determinări comparative pe mostre ce au fost primite de la diferite firme străine ;
— obținerea unor tipuri de uleiuri și mase pentru impregnarea cablurilor care să se situeze la nivelul actual, în acest domeniu ;
— verificarea tehnologiei de impregnare pe cabluri, precum și verificarea cablurilor respective.

4.1. Studierea comportării materialelor utilizate la F.C.M.E. pentru impregnarea cablurilor de 1—35 kV în comparație cu diferite norme străine cunoscute.

Au fost experimentate următoarele materiale :

— uleiuri de tip 413, fabricate în țară la M.I.P. ;
— mase de impregnare componente din uleiuri 413 în proporție de 68% și colofoniu în proporție de 32%, elaborate la F.C.M.E.

S-au efectuat măsurări asupra uleiului, la următorii parametri :

— densitate ;
— viscozitate cinematică la 50°C, 70°C și 100°C ;
— inflamabilitate în aparat deschis (°C) și
— congelare (°C).

Rezultatele măsurărilor parametrilor menționați se găsesc în tabela 3. Din tabelă reiese că valorile măsurate ale caracteristicilor fizico-chimice și electrice principale ale uleiului 413, fabricat în țară, în comparație cu normele internaționale cunoscute sînt nesatisfăcătoare. Aceasta se referă îndeosebi la parametrii hotărîtori ai calității uleiurilor de cablu, și anume : viscozitatea, punctul de congelare și unghiul de pierderi foarte mare de $3 \cdot 10^{-2}$ în loc de $5 \cdot 10^{-4}$ (cazul uleiurilor englezești).

4.2. Efectuarea de determinări comparative pe mostre primite de la diferite firme străine

Ideea care a stat la baza determinărilor comparative pe mostrele primite de la diferitele firme a fost de a se stabili stadiul actual și performanțele obținute de către uleiurile și

masele de impregnare a cablurilor de 1—35 kV cu izolaţie de hîrtie, în comparaţie cu uleiurile şi masele utilizate în ţară.

În acest sens s-au experimentat următoarele materiale :

— masa minerală de impregnare tip N.D./M./R., provenită din Anglia ;

— masa de impregnare minerală tip N.D./80, provenită din Anglia ;

— ulei de cablu tip 3059, provenit de la firma Dussek din Anglia ;

— ulei de cablu provenit de la fabrica „Kebelwerke" Oberspree din R.D.G. ;

— ulei de cablu provenit de la fabrica „Moskabel" din Moscova.

Rezultatele acestor măsurări sînt date în tabela 4.

Ţinînd seamă de rezultatele obţinute, la măsurarea parametrilor diferitelor uleiuri şi mase de impregnare a cablurilor izolate cu hîrtie de 1—35 kV şi menţionate în tabelele 4 şi 5, au fost întocmite diagramele de variaţie în funcţie de temperatură a două dintre cele mai importante caracteristici care determină calitatea uleiurilor izolate, şi anume: viscozitatea şi tangenta unghiului de pierdere.

Astfel, în figura 5 este dată variaţia viscozităţii în funcţie de temperatură la diverse uleiuri şi mase de impregnare a cablurilor de 1—35 kV, în care, alături de variaţia $\nu = f(t°C)$ pentru ulei 413 şi masa obţinută din amestecul uleiului 413 cu colofoniu (folosit la F.C.M.E.), sînt prezentate variaţiile $\nu = f(t°C)$ pentru masele de impregnare de provenienţă străină.

Tabela 4

Denumirea caracteristcii	Denumirea mostrelor, provenienţa lor şi valorile măsurate ale parametrilor								
	Ulei Kabelwerke Oberspreee (R.D.G.)	Masa Kabelwerke Oberspree cu 15% colofoniu (R.D.G.)	Schell Cable Oil K 20 (Anglia)	Schel Cable Oil K 70 (Anglia)	Schell Cable compound KH 160 (Anglia)	Uleiuri		Masă compound	
						T 3059 (Anglia)	T 3060 (Anglia)	ND/80 (Anglia)	ND/M/R (Anglia)
Densitatea la 20°C	0,946		0,952	0,954		0,956	0,911		
Viscozitatea la : 50°C									
centistokes	530	850	300	590	1 220	1 157	888		
50°E	69,7	122	39,4	77,6	160,5	162	127		
100°C centistokes	35	50,5	23,0	36,5	53,0	55	95		
100°C °E	4,7	6,69	3,22	4,88	7,01	7,3	12,5		
Inflamabilitate, °C	245		261	277		250	301		
Punct de congelare, °C	— 9	— 2	— 15	— 10	— 1	— 20	— 18		
Aciditate organică, mg KOH/g	0,42		0,06	0,06	0,038*	0,0011*	0,00132*	0,008	0,009
Raport $\nu 50/\nu 100$	15,1		13,1	16,1	18	18	18		
Analiza ciclurilor n-d-19 :									
CA %	21		22	23		12,5	12,0		
CN %	32		33	32		53,5	25,0		
Cp %	47		35	45		34	63,0		
Numărul mediu de cicluri în moleculă R_A	1,2		1,3	1,4					
R_N	3,1		3,0	2,9					
Tangenta unghiului pierderilor dielectrice (tg δ) la 50°C	$14 \cdot 10^{-2}$					10^{-2}	$6 \cdot 10^{-2}$	$1{,}2 \cdot 10^{-2}$	
la 100°C	$4 \cdot 10^{-2}$					$4{,}4 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^{-2}$	
Rezistivitatea de volum Ω·cm la 20°C	$2{,}22 \cdot 10^{12}$					$4{,}81 \cdot 10^{14}$	$3{,}62 \cdot 10^{41}$	$1{,}44 \cdot 10^{14}$	$1{,}46 \cdot 10^{14}$

* Sînt uleiuri aditivate cu poliizobutilenă

4.2.1. Rezultatele determinărilor parametrilor fizico-electrici

Au fost măsurate mărimile parametrilor fizico-electrici ai uleiurilor şi maselor de impregnare menţionate şi anume : viscozitatea, tangenta unghiului de pierderi tg δ, rezistivitatea de volum, rigiditatea dielectrică şi punctul de congelare.

Analizînd figura 5 se pot face următoarele constatări :

a) Modul de comportare a viscozităţii uleiurilor neaditivate la variaţiile de temperatură. Uleiurile de provenienţă engleză de tip T 3059 şi T 3060 şi de origine naftenică se comportă cel mai bine la temperatură avînd o viscozitate de circa 1 100—1 250 centistokes la tempera-

tura de 50°C și de 10—12 centistokes la temperatura de 100°C, avînd un raport al viscozităților la 50° și la 100°C care este mai mare în medie decît 10 (tabela 5).

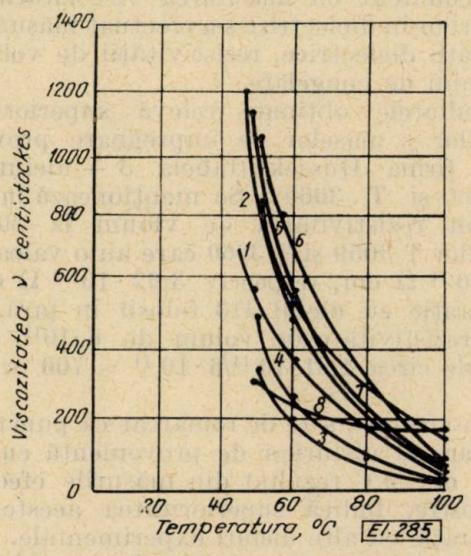


Fig. 5. Variația viscozității de temperatură la diverse tipuri de uleiuri și mase de impregnare a cablurilor de 1—35 k.

Uleiurile de tip Schell K 20 și K 70 au, de asemenea, comportare favorabilă, menținîndu-se caracteristicile de viscozitate în limite strînse de temperatură.

b) Modul de comportare a viscozității maselor de impregnare (uleiuri aditivate). Masele de proveniență engleză își conservă cel mai bine viscozitatea la variația de temperatură, ceea ce se impune în cazul tensiunilor de exploatare a cablurilor electrice. Masele executate în țară, de tip 413 aditivate cu colofoniu în proporție de 32%, nu se comportă satisfăcător în comparație cu nivelul actual al maselor de proveniență străină. Acest lucru este explicat de componența fracțiilor de distilare și de originea parafinică a uleiului 413.

c) Valoarea pierderilor dielectrice. Rezultatele experimentărilor și măsurărilor pierderilor dielectrice ale diferitelor tipuri de uleiuri efectuate sînt date sub formă grafică în figura 6.

Și în acest caz au fost examinate atît uleiuri neaditivate (pure), cît și uleiuri aditivate cu colofoniu (uleiuri din țară și străinătate) sau cu alți aditivi (poliizobutilenă). Din experimentările efectuate, care au fost grupate pe uleiuri sau compounduri de impregnare, reies următoarele :

— pentru uleiuri neaditivate, tangenta unghiului de pierderi tg δ în funcție de temperatură în gama de temperatură de la

Tabela 5

Denumirea caracteristicilor	Propuneri de condiții tehnice pentru uleiuri și mase de impregnare		Situația în țară	
	Uleiuri	Mase de impregnare (uleiuri aditivate)	Ulei tip 413	Masă de impregnare (68% ulei, 32% colofoniu)
Viscozitate, ν, °E, la :				
50°C, min	70	130	32	60
100°C, min	8	12	2,6	6,2
Inflamabilitate, °C, max	250	220	240	280
Indicile de aciditate mg KOH/g ulei, max	0,13	0,05	0,07	0,08
Punctul de congelare, °C min,	— 18	— 12	— 10	+ 8
Originea	naftenică	naftenică	parafinică	parafinică
Rezistivitatea de volum, Σ cm, min, la :				
20°C	10^{14}	10^{14}	$6 \cdot 10^{11}$	$0{,}5 \cdot 10^{11}$
50°C	10^{14}	10^{14}	—	—
70°C	10^{13}	10^{13}	—	—
100°C	10^{13}	10^{12}	10^{11}	—
Pierderi în dielectric tg δ, max, la :				
50°C	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	$1{,}6 \cdot 10^{-2}$
100°C	10^{-3}	10^{-3}	$2 \cdot 10^{-2}$	$2{,}2 \cdot 10^{-2}$
Rigiditatea dielectrică, kV/cm, min	180	180	140	135
Densitatea $\frac{g}{cm^3}$, max	0,960	0,961	0,920	—
Stabilitatea la oxidare				
— reziduuri după oxidare, %, max	0,08	—	—	—
— indice de aciditate după oxidare mg KOH/g, max	0,35	—	—	—

20°C—100°C, la uleiurile de tip T 3059 şi T 3060 de provenienţă engleză (firma Dussek) are valori minime ;

— în comparaţie cu valorile tangentei unghiului de pierderi ale uleiurilor T 3059 şi

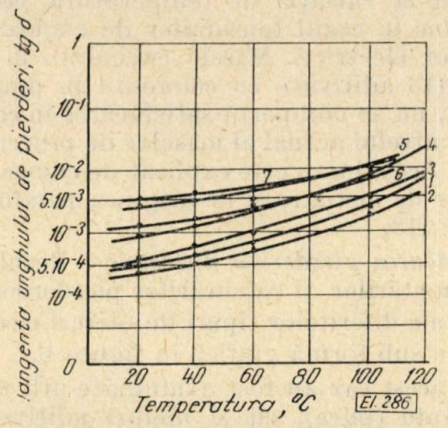


Fig. 6. Variaţia tangenţei unghiului de pierderi tg δ în funcţie de temperatură la diverse tipuri de uleiuri şi mase de impregnare a cablurilor de 1—35 kV.

T 3060, uleiul de tip 413 de origine parafinică fabricat în ţară (curba 7) posedă valori ale tangentei unghiului de pierderi dielectrice foarte mari care, fără îndoială, au o influenţă negativă asupra calităţii şi a duratei de viaţă a cablurilor de 1—35 kV izolate cu hîrtie, fabricate în ţară. Astfel, în timp ce la 20°C valoarea tg δ, la uleiurile T 3059 şi T 3060, rezultată din experienţe este de ordinul $4—5 \cdot 10^{-4}$, la aceeaşi temperatură uleiul 413 aditivat cu colofoniu (fabricat în ţară) are tg $\delta = 4 \cdot 10^{-3}$, adică de 10 ori mai mare. Explicaţia rezidă atît în originea uleiului 413, cît şi în condiţiile de obţinere a acestora în rafinării. La temperatura de 100°C, tg δ la uleiurile 413 are de asemenea valori foarte mari în comparaţie cu uleiurile indicate în figura 6.

— p e n t r u u l e i u r i a d i t i v a t e (m a s e d e i m p r e g n a r e), tangenta unghiului de pierderi la masa de impregnare fabricată în ţară (ulei 413 şi colofoniu) nu se situează la nivelul mondial ;

— valorile tg δ la masele de impregnare româneşti (curba 5) la 20°C au rezultat din experimentări, de ordinul $5 \cdot 10^{-3}$, în timp ce la masele de tip ND/M/R (curba 4) au rezultat de ordinul $8 \cdot 10^{-4}$, adică de peste 10 ori mai mici, în cazul maselor de provenienţă străină.

Acest neajuns al maselor româneşti rezidă în compoziţia lor deoarece conţin un procent foarte mare de colofoniu (aceasta este un aditiv cu mare aciditate) şi în modul nesatisfăcător de preparare a compoundului de impregnare, la F.C.M.E. ;

— valorile tg δ la masele de impregnare româneşti (curba 5) la 100°C sînt, de asemenea, nesatisfăcătoare, situîndu-se mult deasupra valorilor pe care le posedă masele de provenienţă străină (ND/80 şi ND/M/R — Anglia sau masă provenită de la Kabelwerke — Oberspree din R.D.G.).

Concomitent cu măsurarea viscozităţii şi a pierderilor în dielectrice s-a efectuat măsurarea : rigidităţii dielectrice, rezistivităţii de volum şi punctului de congelare.

Rezultatele obţinute relevă superioritatea uleiurilor şi maselor de impregnare provenite de la firma Dussek (tabela 5 — uleiuri tip T 3059 şi T 3060). Se menţionează în mod deosebit rezistivitatea de vloum la 30°C a uleiurilor T 3059 şi T 3060 care au o valoare de $4{,}81 \cdot 10^{14}$ Ω cm, respectiv $3{,}62 \cdot 10^{14}$ Ω cm în comparaţie cu uleiul 413 folosit în ţară, care are o rezistivitate de volum de $6 \cdot 10^{11}$ Ω cm, adică de circa $4{,}81 \cdot 10^{14} / 6 \cdot 10^{11} = 700$ ori mai mare.

De asemenea, este de remarcat că punctul de congelare al uleiurilor de provenienţă engleză, în jur de 20°C rezultat din măsurile efectuate pe mostre, indică superioritatea acestora în comparaţie cu alte uleiuri experimentale. Acest lucru permite pozarea cablurilor cu hîrtie şi impregnate cu aceste uleiuri în condiţii de temperatură mult mai scăzută.

4.2.2. Rezultatele determinărilor parametrilor chimici. În cadrul programului de experimentări au fost măsuraţi mai mulţi parametri chimici ai uleiurilor şi maselor de impregnare folosite la fabricarea cablurilor electrice de 1—35 kV, izolate cu hîrtie. Atenţia a fost îndreptată, ţinînd seamă de indicaţiile din literatură şi de uzanţele practice, asupra următorilor parametri : punctul de inflamabilitate, aciditatea minerală, aciditatea organică şi impurităţile mecanice.

Rezultatele măsurărilor efectuate demonstrează că toate uleiurile experimentate nu posedă nici un fel de aciditate minerală, lucru care este de altfel, în concordanţă cu condiţiile tehnice şi cerinţele care se impun cablurilor izolate cu hîrtie. Prezenţa acidităţii minerale ar duce la distrugerea în timp a izolanţilor şi la scoaterea cablurilor din funcţie înaintea termenelor prescrise de normă.

Măsurarea acidităţii minerale a fost combinată cu măsurarea acidităţii organice, exprimate în mg KOH/g. Măsurarea acestei caracteristici a scos în evidenţă că cele mai bune valori le posedă uleiurile provenite din Anglia.

Aceste uleiuri au o aciditate organică foarte mică şi anume de 0,0011—0,00135 mg KOH/g la uleiuri, respectiv 0,008—0,009 mg KOH/g la mase (compounduri) de impregnare în timp ce uleiul 413 fabricat în ţară are indicele de aciditate 0,07 mg KOH/g, adică de 10 ori mai mare.

Măsurarea acidităţii organice dă o imagine clară asupra posibilităţilor uleiurilor de cablu de a mări durata de viaţă a cablurilor. Experienţa a arătat că uleiurile de origine nafte-

nică au indicele de aciditate cel mai coborît, în comparație cu uleiurile minerale de origine parafinică care posedă indici de aciditate foarte ridicați. Uleiurile fabricate în țară (tip 413) folosite la impregnarea cablurilor, fiind de origine parafinică, au indici de aciditate ridicați. Acest lucru a fost confirmat și de experimentările efectuate pe mostre (tabela 5).

4.3. Propuneri și condiții tehnice pentru noi tipuri de uleiuri și mase de impregnare

Experimentările efectuate pe mostre de uleiuri și masele de impregnare folosite la fabricarea cablurilor izolate cu hîrtie de 1—35 kV, provenite din țară și din alte țări, au avut ca scop stabilirea celor mai buni parametri pe care trebuie să îi posede aceste materiale izolante. La stabilirea parametrilor ne-am ghidat nu numai după rezultatele obținute, la diferitele măsuri efectuate, dar și după datele literaturii de specialitate consultate.

Pe baza celor arătate s-a întocmit tabela 5 în care sînt date valorile optime ale caracteristicilor fizico-electrice și chimice ale uleiurilor și maselor de impregnare de 1—35 kV, care au fost selecționate pe baza rezultatelor măsurilor efectuate, cum și pe baza datelor din literatură. De asemenea, se dau în tabelă valorile parametrilor fizico-mecanici și electrici ai uleiurilor 413 și ai maselor de impregnare obținute prin aditivarea uleiului 413 cu colofoniu în proporție de 65% ulei și 32% colofoniu.

Comparînd datele caracteristice din tabela 5 se pot face o serie de constatări critice și anume :

— viscozitatea exprimată în °E în cazul uleiurilor preparate în țară la 50°C și la 100°C este inferioară situației actuale pe plan mondial ;

— pierderile dielectrice tg δ și rigiditatea dielectrică a uleiurilor 413 și a maselor de impregnare, obținute pe baza acestora, au valori care ne arată că uleiurile și masele folosite în prezent în țară cer o radicală îmbunătățire. Prin aceasta se vor asigura cabluri electrice izolate cu hîrtie superioare și la nivelul cerințelor actuale ;

— indicele de aciditate al uleiurilor indigene este încă foarte mare, iar originea lor (parafinică) scurtează durata de viață în exploatare a cablurilor de forță de 1—35 kV.

În sensul celor arătate, I.C.P.E. a colaborat în acest an cu Institutul Petrochim-Ploiești care, pe lîngă experimentările efectuate pe mostrele de uleiuri și mase de impregnare de 1—35 kV, a contribuit prin documentarea făcută la stabilirea parametrilor uleiurilor și compundurilor, ținînd seamă de posibilitățile reale ale industriei noastre petroliere.

La stabilirea celor mai buni parametri s-au avut, de asemenea, în vedere și cerințele care se impun pe plan mondial uleiurilor de cablu de 1—35 kV în privința stabilirii la oxidare. Astfel, pe baza indicațiilor din literatură [38] — [45] se prescrie ca reziduurile obținute după oxidarea uleiurilor, exprimate în % față de cantitățile de uleiuri supuse oxidării, nu trebuie să depășească 0,08%, iar indicile de aciditate exprimat în mg KOH/g trebuie să fie de maximum 0,35.

5. Posibilități cu privire la obținerea în țară a unor noi tipuri de uleiuri și mase de impregnare de calitate superioară

Cercetările documentare și experimentale efectuate pe mostre de uleiuri și mase de impregnare de diferite proveniențe ne-au permis, așa cum s-a arătat în cadrul punctului 4, să stabilim parametrii pe care trebuie să-i posede uleiurile și masele de impregnare de 1—35 kV de calitate superioară.

În scopul celor menționate, Institutul Petrochim-Ploiești a făcut încercări pentru elaborarea în prima etapă a unor uleiuri de cablu de 1—35 kV de origine naftenică avînd caracteristicile apropiate de cele indicate în tabela 5.

Astfel, s-au elaborat în laborator cîteva tipuri de uleiuri minerale pentru cabluri, ținînd seamă de cercetările documentare și experimentale efectuate pe mostrele de uleiuri care i-au fost puse la dispoziție de I.C.P.E.

Rezultatele obținute pînă acum de Petrochim în elaborarea de uleiuri, respectiv cele trei mostre care au fost produse în laborator, sînt mulțumitoare din punct de vedere chimic însă nu sînt satisfăcătoare din punct de vedere electric (tabela 6).

Tabela 6

Denumirea uleiurilor elaborate de PETROCHIM	Parametrii electrici impuși și măsurați											
	tg δ						ρ_p, (Ω cm)					
	20°C		70°C		100°C		20°C		70°C		100°C	
	I	0	I	0	I	0	I	0	I	0	I	0
Ulei tip B		0,0011	0,0008	0,0096	0,003	0,056	$4 \cdot 10^{14}$	$2,06 \cdot 10^{14}$	10^{14}	$3,66 \cdot 10^{12}$	10^{13}	$7,31 \cdot 10^{12}$
Ulei tip BC 20		0,0047		0,018		0,05		$3,75 \cdot 10^{15}$		$1,21 \cdot 10^{11}$		$4,21 \cdot 10^{11}$
Ulei tip BC 10		0,001		0,031		0,4		$1,1 \cdot 10^{13}$		$2,97 \cdot 10^{11}$		$6,1 \cdot 10^{11}$

Valorile parametrilor electrici determinați și anume : tangenta unghiului de pierderi tg δ și rezistivitatea de volum ρ_v, comparate cu rezultatele obținute pe produsele străine amintite, arată că valoarea pierderilor în dielectrice la 70°C este de ordinul 0,0096—0,031 în loc de 0,0008, adică în medie de peste 18 ori mai mare, iar la 100°C de ordinul 0,056—0,4 în loc de 0,003, adică în medie de 10 ori mai mare.

Ținînd seamă de aceste rezultate, I.C.P.E. împreună cu Petrochim vor continua elaborările de noi uleiuri și apoi de mase de impregnare.

6. Concluzii

Din analiza materialelor documentare studiate și din experimentările și măsurile efectuate pe diferite tipuri de uleiuri și mase de impregnare rezultă :

— superioritatea uleiurilor minerale și a maselor de impregnare de origine naftenică ;

— necesitatea elaborării în țară, de noi uleiuri și de noi tipuri de masă de impregnare cu caracteristici fizico-electrice și chimice îmbunătățite : tangenta unghiului de pierderi, rezistivitatea de volum, viscozitatea, aciditatea.Elaborarea uleiurilor și maselor de impregnate constituie sarcina Institutului Petrochim — Ploiești în colaborare cu I.C.P.E. și F.C.M.E. ;

— continuarea lucrărilor de cercetare și de elaborare de noi uleiuri și mase de impregnare pentru cabluri de 1—35 kV în anii 1966—1967 ;

— elaborarea în anul 1966 a unor noi loturi experimentale de uleiuri și mase de impregnare care să țină seamă de părerea unanim acceptată pe plan mondial cu privire la reducerea procentului de colofoniu pînă la maximum de 10% și cu folosirea acelor aditivi care să asigure viscozitatea și aciditatea corespunzătoare, cît și parametrii electrici necesari.

În acest sens se impune ca la producerea maselor — acolo unde se cere — să nu se mai utilizeze decît colofoniu rafinat și în proporții maxime de 10%, așa cum procedează majoritatea firmelor din lume ;

— este necesar să se studieze și variante de obținere a unor uleiuri de impregnare neadditivate, prin procedee de fracționare directe, cunoscute și care să asigure parametrii fizico-chimici și electrici comparabili cu cei obținuți pe plan mondial.

Bibliografie

[1] *Palandri, G.* și *Pelagatti, U.* Insulating oil for electric cables. Lucrare prezentată la Adunarea asociației italiene de electrotehnică, ținută la Bellagio, Italia, 3—10 oct 1954, p. 1—10.

[2] *Thompson, A. W.* și *Wood-Mallock, J. C.* The manufacture and testing of oils and oil-resin saturants for use in electrical equipment. In : The proccedings of the institution, vol. **90**, part. II, nr. 13, februarie 1954.

[3] *Clark, F. M.* și *Rabb, E. L.* In : Industrial and Engeneering Chemistry, nr. 34, 1942, p. 110.

[4] *Stoker, W. R.* Electric Strength Tests on insulating oil, B.E.A. I.R.A. Raport E/T 63, 1954.

[5] Proposals for Revisions of Electric Strength Test. In : B.S. 147, ibid., E/S 7, 1955.

[6] Cable oil production. In : Electrical Times, februarie 1964, p. 231—333.

[7] *Nacke, H.* Definition einer Zustandzeahl för Minerolöle. In : Electrotechn. und Maschinenbau **75**, 1956, p. 52—61.

[8] *Granger, B.* Kontrolle der Isolierölatterung und Plage des Oles von Hochspannungtransformatoren und Messmandlern. In ETZ—A **84**, 1963, p. 800—803.

[9] Recomandare C.A.E.R. privind standardizarea uleiurilor izolante pentru cabluri, anexa 7, ian. 1964.

[10] Recomandare C.A.E.R. privind standardizarea maselor pentru impregnarea cablurilor, anexa 8, ian 1964.

[11] GOST 6480—53, p. 28.

[12] MSZ 153/4, 1962 și 153/5, 1962.

[13] STAS 751—49.

[14] TLV R5/55 și TLVR 71/57.

[15] Prospectul firmei Dussek Bros Ltd. Crayford, Kent, England, 1965, VDE 0303, partea 4/10—55.

[16] *Pleeck, G. CIGRÉ*, Comitetul de studii pentru uleiuri izolante, nota L.62, 8 mai 1962.

[17] CEI-Dokument 15 (Secretariat) 46, octombrie 1962.

[18] *Lutz, H.* Oerlikon Mitteilungen, nr. 221—222, aprilie-iunie 1963.

[19] Von *Hippel, A. R.* Dielectric Materials and Applications, 3 Aufgabe, 1961.

[20] *Oehme, F.* Dielektrische Messmethoden. 2 Aufgabe, 1962.

[21] *Brades, C.* Die strukturgruppen von Erdölfractionen. In : Brennst-Chemie, **37**, 1956, p. 263.

[22] *Worner, Th.* Über die Gastestigkeit und Casabspultung von Isolierölen in elektrischen Feld . In : Erdöl und Kohle **5**, p. 427—435.

[23] *Luther, H.* Die Analyse von Mineral olen mit Physikalisch chemischem insorderheit spektrosckopischen Methoden. In : Erdöl und Kohle **2**, nr. 179, 1949 p. 179—188.

[24] *Biske, V.* Insulating oils, Recent ERA/IER Work. In : Proc. IRE, nr. 3, 1965, p. 574—579.

[25] *Hornaby, E. A.* New criterion on the gasing tendincies of insulating oil. In : Trans. IRE nr. 3, 1965, p. 590—596.

[26] *Bellanschi, P. L.* Insulation requirements of High voltage transmision lines for 115 kV to 460/500 kV. In : Power App. and Syst., 1959, p. 231—239.

[27] *Searfe, S. E. R.* și *Pulsford, R. G.* Relation between power factor and resistivity of oil and the power factor of impregnated paper. In : Proc. IEE, p. 613—616.

[28] *Whitchend, J. B.* The life of Impregnated Paper. In : AIRE Trans. sept-dec 1933, p. 1004—1012.

[29] *Race, H.* Tests on oil — Impregnated Paper — IV.In : AIRE Trans., vol. **59**, 1940, p. 721—729.

[30] *Hornsby, E. A., Irving, N.* și *Patterson, E. A.* New Criterion of the Gasing Tendencies of Insulating oils. In : Proc. IEE, 1143, 1965, p. 590—596.

[31] *Salomon, T.* L'appréciation des huiles izolantes en service. In : Bull. SFE, oct 1954, p. 570—600.

[32] *Salomon, T.* Quelques observations récentes sur les modifications subies sur les huiles pour câble Pirelli au cours de leur service. In : Bull. SFE, oct 1954, p. 557—569.

[33] *Skanavi, G. I.* Fizica dielectricilor (Oblasti silnih. tocov). Moscova, izdatelstvo fiz. mat. literaturi , 1958.

[34] *Losikov, B. V., Pucikov, N. G.* și *Englin, B. A.* Osnovî primenenia nafteproduktov. Moscova, Gosenergoizdat, 1959.

[35] *Krein, S. E.* și *Kulacova, R. V.* Neftianie izoliaționîi masla. Moscova, Gosenergoizdat, 1959.

[36] *Striegel, G.* şi *Winkelkemper, N.* Über elektrischen verfahren zur Bestimmung der Ölälterung. In: ETZ—A **86**, nr. 3, februarie 1965, p. 85—91.

[37] *King, A.* Row materials for electric cables. Londra, Champell, 1959.

[38] *Sommerman, C. M. L.* Properties of saturats oil for Paper insulated cables. In: Electrical Engineering, mai 1937, p. 566—576.

[39] *Riley, T. N.* şi *Scott, T. R.* Insulating Oils for High Voltage Cables. In: Inst. Electl. Engng. **66**, nr. 805, 1928.

[40] *Atkison, R. W.* Oil filled cable and accesories. In: Amer. Inst. Electl. Engng. AIEE, 50, nr. 1421, 1929.

[41] *Weiss, H.* Les huiles minérales isolantes. In: Bull AFPT, nr. 81, 1950.

[42] *Boble, F. C.* Insulatimg oil of Petroleum Origin. In: Electl. Engng., nr. 3, martie 1953.

[43] *Beckinsala, S.* Insulating oil for cables. In: IRE, vol. **90**, partea I, 1943, p. 3—14.

[44] *Brinkmann, K.* Untersuchungen an Kabelsisolierölen deutscher Herkunft. In: Archiv für Elektrotechnik, nr. 40, 1951, p. 192—194.

[45] *Metzler, H.* Einführung in die Leitsätze für die Bestimmunhg des dielektrischen Verlustfaktors von Isolierölen. In: Bull. Schweiz. elektrotechn. Verhn., **55**, nr. 12, 1964, p. 571—574.

Intrat în redacţie la 29. III. 1966.

NOTĂ

Argintarea dură a pieselor din industria electrotehnică şi mecanică fină

Ernest Grünwald* — Cluj

CZ 621.357.66 : 546.57

I. Domeniul de utilizare

Argintarea pieselor are multe aplicaţii în industria electrotehnică şi de mecanică fină datorită conductibilităţii electrice foarte mari a argintului depus. Dezvoltarea tehnicii, mărirea exigenţelor la durabilitatea şi exactitatea dimensiunilor pieselor, intrarea în circulaţia tehnică şi economică a produselor noastre în ţări cu condiţii climatice diferite măresc considerabil cerinţele faţă de calităţile depunerilor de argint. Se urmăreşte depunerea pe cale galvanică a unor straturi groase de argint, dure, rezistente la uzură şi faţă de condiţiile climatice, care să se depună rapid din electroliţi.

Piesele care se argintează, aproape fără excepţie, îndeplinesc o funcţie electrică. Rezistenţa la uzură a stratului trebuie mărită în aşa fel încît conductibilitatea electrică care influenţează funcţionarea pieselor să nu scadă, iar rezistenţa faţă de condiţiile climatice să se mărească sau în nici un caz să nu descrească.

Întrucît pentru măsurarea rezistenţei la uzură încă nu avem metode acceptabile, sîntem nevoiţi să ne orientăm, pe baza unor încercări îndelungate, care nu sînt de loc corespunzătoare, spre verificări uzinale. Totuşi se ştie că depunerile de argint dure rezistă mai bine la uzură de cît cele moi, iar rezistenţa la uzură creşte cu mărirea durităţii. Nu este indicată însă depăşirea durităţii peste 200 kgf/mm² (Vickers), deoarece straturile mai dure sînt foarte casante, friabile şi provoacă inevitabil scăderea proprietăţilor depunerii. De aceea, rezistenţa la uzură a unei depuneri de argint se apreciază după duritatea stratului.

De asemenea, s-a găsit că adaosurile care măresc considerabil luciul depunerii măresc atît duritatea, cît şi rezistenţa la uzură a stratului de argint. Această observaţie este importantă din punct de vedere tehnic, deoarece obţinerea straturilor lucioase şi în acelaşi timp dure şi rezistente la uzură este o necesitate din ce în ce mai mare.

II. Adaosuri

În prezent, depunerile de argint se obţin numai din băi cu cianuri. Cu toate eforturile care se fac pentru a se evita întrebuinţarea cianurii, încă nu s-a ajuns la rezultate concludente şi la procedee care să poată concura cu băile cianurice.

Comparaţia durităţii straturilor de argint depuse din diferite băi cu cianuri indică utilitatea diferitelor adaosuri în vederea obţinerii unor straturi cu durităţi dorite:

- baie clasică de argint, 40—70 kgf/mm² (duritate Vickers);
- baie cu adaosuri de natură organică, 100—140 kgf/mm²;
- baie cu adaosuri anorganice (conţinut de Se — Sb), 130—180 kgf/mm².

Adaosurile, atît pentru mărirea luciului depunerii, cît şi pentru ridicarea durităţii şi rezistenţei contra uzurii se pot împărţi în două grupe mari:

- adaosuri organice pentru depunerea straturilor de argint pure;
- adaosuri anorganice pentru depunerea aliajelor.

În practică, se utilizează adesea combinaţia acestor două tipuri de adaosuri.

1. *Adaosuri organice*

Marea majoritate a adaosurilor organice are drept scop mărirea luciului depunerii. Cea mai veche substanţă întrebuinţată cu succes şi în prezent pentru mărirea luciului este sulfura de carbon (CS_2). Este interesant, dar încă neclarificat faptul, că această substanţă acţionează numai în băi statice. Efectul dispare imediat, dacă piesa se mişcă în baie sau dacă electrolitul se agită. Cele mai bune rezultate se obţin, dacă într-un litru de electrolit (luat din baia de argint) se adaugă 120 ml de CS_2. După amestecare se lasă soluţia în repaus o noapte şi a doua zi se decantează. Din soluţia limpede obţinută prin decantare se adaugă în baie 0,5 ml/l.

În tabela 1 sînt redate substanţele organice uzuale folosite pentru formarea luciului. Modul în care ele acţionează încă nu este cunoscut. Există doar teorii care pînă în prezent nu au fost confirmate ştiinţific.

2. *Adaosuri anorganice*

Cu adaosurile anorganice se pot obţine durităţi şi rezistenţe la uzură foarte ridicate. Singurul dezavantaj al acestor adaosuri constă în faptul că, formînd în majoritatea cazurilor aliaje cu argintul, influenţează considerabil celelalte proprietăţi ale stratului depus. În timp ce adaosurile organice nu influenţează proprietăţile electrice ale stratului de argint, utilizarea adaosurilor anorganice duce la o oarecare micşorare a conductibilităţii electrice a acestor straturi.

Adaosurile anorganice cele mai des întrebuinţate sînt indicate în tabela 2.

* Chimist *E. Grünwald* lucrează la I.I.S. Armătura—Cluj.

Tabela 1

Compoziția băii,	g/l	Adaos	Duritate Vickers, kgf/mm²	Observații
$K(Ag(CN)_2)$ KCN	54 70	urotropină 20 g/l CS_2 + condensat de acroleină 7 ml	136	
$K(Ag(CN)_2)$ KCN	54 90	CS_2 + condensat de acroleină 7 ml	120	
$K(Ag(CN)_2)$	54	triptofan + condensat de acroleină 3—6 ml	136	
$K(Ag(CN)_2)$ KCN	54 70	pentaeritrită 20 g/l + condensat de acroleină cu CS_2	136	duritatea rămîne constantă
$K(Ag(CN)_2)$ KCN KOH $Na_2S_2O_3$	60 90 12 1	zincat de formaldehidă sulfoxilată 2 g/l tiouree 3 g/l	120—140	
Ag, $CaK(Ag(CN)_2)$ KCN K_2CO_3 KOH	30 50 40 3	1—4 butindiol 2,5 g/l alcool propargilic 3 g/l	120—130	
AgCN KCN K_2CO_3	60 40 30	tiotiazolidină 0,2—0,5 g/l	120—140	

Tabela 2

Compoziția băii,	g/l	Adaos	Duritate Vickers, kgf/mm²	Observații
$K(Ag(CN)_2)$ KCN K_2CO_3 $Na_2S_2O_3$ Produs de dezagregare a albuminei	40 30 30 0,5	5 g/l compus de seleniu sub formă de selenit	120—140	adaosul se poate doza bine
AgCN KCN KOH Tartrat de potasiu	30 22 0,5	4 g/l acetat bazic de plumb	170—180	se depune un aliaj cu 0,4—0,5% plumb
AgCN KCN KOH Tartrat de potasiu	30 34 25 35	15 g/l compus al bismutului	180	se depune un aliaj cu 2% Bi
$K(Ag(CN)_2)$ Tartrat de potasiu KOH	30 70 80	30 g/l tartrat de Sb—K	150—190	se depune un aliaj cu 0,5—1,5% Sb
Electrolitul de bază ca la punctul 1		produs de condensare între albumină și un acid gras teluriu de sodiu 2—4 g/l	135—145	adaosul se dozează bine

Băile cu conținut de seleniu și telur au fost studiate și perfecționate de R. Weiner. Avantajul băilor cu seleniu constă în faptul că produc straturi foarte dure și rezistente la uzură, precum și o rapiditate mare a depunerii și o siguranță deosebită în exploatare. Electrolitul are proprietăți ridicate de dispersie, ceea ce înseamnă că, pe piesele cu profil complicat, stratul de argint se depune cu o duritate și grosime uniformă.

Băile cu conținut de Pb și Bi au fost studiate de E. Raub. Dezavantajul băilor cu conținut de plumb constă în faptul că compușii de Pb în timpul depunerii se descompun sub influența bioxidului de carbon din aer.

Ambele băi lucrează la temperatura camerei. Acțiunea bismutului este mai lentă.

Cea mai mare importanță o au băile cu conținut de tartrat de antimoniu și potasiu. În acest domeniu au făcut cercetări esențiale E. Raub și R. Bilfinger. Au studiat proprietățile elementelor din grupa a V-a din sistemul periodic și au constatat că germaniul, staniul, arsenul și antimoniul măresc considerabil în mediu cianuric duritatea și rezistența la uzură. Studiind duritatea acestor depuneri, au găsit că aceasta nu scade nici după un timp îndelungat. În cazul pieselor destinate industriei electrotehnice trebuie însă luat în considerare că mărirea conținutului de antimoniu în depunere duce la scăderea conductibilității electrice.

III. Îndrumări tehnologice

În practică, dintre băile cunoscute se folosesc următoarele:

— băi cu conținut de seleniu și telur;

— băi cu conținut de adaosuri organice, în special urotropină și pentaeritrită;

— băi cu tartrat de Sb—K.

Dintre aceste băi, fiecare se poate întrebuința atît în băi statice, cît și în clopote. În aceste băi din urmă însă conținutul de cianură trebuie mărit cu 30%. Pentru oricare dintre procedee, piesele trebuie argintate în prealabil în băi de argint cu conținut ridicat de cianuri. În acest fel, din băile speciale arătate se obțin straturi cu calități excepționale ductile.

Este importantă menținerea cantității adaosurilor speciale la valorile prescrise. Aceasta se realizează în cazul adaosurilor organice prin măsurarea durității straturilor depuse, iar în cazul adaosurilor anorganice prin analize chimice (Sb—Se). Controlul este necesar, deoarece cu scăderea conținutului de adaosuri scade proporțional și duritatea depunerii.

Întrebuințarea diferitelor tipuri de băi se alege de la caz la caz. Dacă dorim să obținem straturi pure de argint cu o conductibilitate electrică mărită, folosim băi cu adaosuri organice. Dacă însă nici culoarea stratului, nici conductibilitatea nu sînt o cerință, se utilizează băi cu conținut de seleniu sau tartrat de Sb—K. Avantajul acestora, după cum s-a văzut, constă în faptul că adaosurile se pot doza și se pot obține întotdeauna straturi cu calități similare.

Aceste băi trebuie să se răspîndească în toate atelierele galvanice cu caracter electrotehnic, deoarece sînt superioare băilor obișnuite clasice, cu randament scăzut.

Bibliografie

[1] *Bosdorf, L.* și *Beyer, A.* Die Abscheidung härter glanzsilber neiderschläge. În: Metalloberfläche **VIII**, 1954, p. 113—114.
[2] *Schwäbische, G.* Über Glanzsilberbäder. În: Metalloberfläche **IV**, 1953, p. 53—58.
[3] *Bilfinger, R.* În: Galvanotechnik, nr. 12, 1960, p. 628.
[4] *Fischer, I.* În: Galvanische Edelmetall Überzüge, 1960.
[5] *Eugen, G.* Saulgau-Württenberg. Leuze Verlag.
[6] *Roggendorf, W.* În: Praktische galvanotechnik, 1958.

Intrat în redacție la 16. II. 1966

RECENZII

CZ 621.313.048

Scheme de izolație moderne pentru mașini electrice. Sinteză de material documentar. București, I.D.T., 1966, 71 pag., 31 fig., 12 tab., 99 ref. bibl.

Problema izolației în construcția mașinilor electrice fiind esențială, se acordă importanță cercetărilor în acest domeniu. Se consideră că progresele mari în obținerea de indici tehnico-economici și, de asemenea, în mărirea siguranței în exploatarea mașinilor electrice de medie și mare putere se datoresc, în primul rînd, modernizării schemelor de izolație. În ultimul timp au apărut lucrări dedicate în mod special acestei probleme, printre altele cartea lui H. Meyer „Die isolierung grosser elektrischer Maschinen", Berlin, Springer-Verlag, 1962.

Lucrarea pe care o recenzăm constituie o sinteză a materialului documentar apărut în literatura tehnică de specialitate din diferite țări în ultimii ani. De asemenea, lucrarea se bazează și pe lucrările de cercetare întreprinse în aceste domenii la I.C.P.E.

În prealabil, se face o trecere în revistă a principalelor scheme de izolație clasice de tip termostatic, arătîndu-se avantajele și dezavantajele lor. Astfel, la tipul discontinuu, izolația părții de crestătură fiind din micafoliu cu asfalt, iar izolația capetelor de bobină din benzi de hîrtie de mică impregnată cu asfalt sub vid, se observă caracteristici dielectrice inițial bune, care se înrăutățesc însă în timpul funcționării. Datorită termoplasticității asfaltului se produce lin un fenomen al migrării către marginile crestăturii și în dreptul canalelor de ventilație. Ca rezultat al acestei migrări are loc o reducere a grosimii izolației în porțiunea de crestătură. Tot datorită acestei cauze se observă și o deplasare a șpalturilor de mică.

Toate aceste deficiențe au dus la realizarea de noi scheme de izolație, de tip termorigid, folosind ca materiale de bază hîrtii de mică impregnate cu rășini sintetice termorigide, în speță, poliesterice, epoxidice sau siliconice.

În capitolul trei sînt prezentate noile scheme de izolație. În primul rînd sînt studiate materialele respective, analizîndu-se critic caracteristicile dielectrice și fizico-chimice. Schemele de izolație cu denumirile lor comerciale, și anume: Termalastic, Orlitsa, Orlitherm, Epotherm. Micadur etc., sînt prezentate și sub aspect tehnologic, arătîndu-se principalele faze ale procedeului de fabricație. Dimensionarea, respectiv proiectarea schemelor de izolație este condiționată, în primul rînd, de încercările de laborator asupra materialelor componente și a schemelor de izolație propriu-zise și de rezultatele din exploatare ale mașinilor studiate. Se consideră ca principal parametru al izolației intensitatea cîmpului electric de lucru. În capitolul cinci se prezintă variația tensiunilor de lucru de încercare și de străpungere în curent alternativ în funcție de grosimea izolației.

Încercările dielectrice ale noilor scheme de izolație sînt prezentate, de asemenea, în capitolul cinci. În primul rînd se analizează problema încercărilor dielectrice în climat normal. Este vorba de încercările de străpungere în curent alternativ, la 50 Hz, apoi în curent continuu și, în fine, la impuls de tensiune. Tot aci sînt prezentate încercările apreciative ale stării izolației. Măsurarea pierderilor dielectrice (tg δ) este considerată ca principala determinare a stării izolației. Variația acestui parametru în funcție de tensiune indică și pragul de ionizare al dielectricului respectiv.

Cît privește rezistența de izolație, trebuie să se țină seamă mai ales de rezistivitatea specifică de suprafață sau de volum, prin care se poate aprecia starea izolației.

Problema duratei de variație a mașinilor electrice poate fi considerată identică cu durata de viață a izolației și de aceea se întreprind cercetări de amplasare în principalele laboratoare de specialitate.

Liniile diferite care duc la stabilirea metodicii de cercetare se prezintă în mod critic în lucrare.

O serie de lucrări efectuate la I.C.P.E. în acest domeniu se prezintă mai pe larg. Este vorba de studiul compatibilității materialelor electroizolante pentru schemele moderne de izolație care a dus la realizarea unor sisteme originale. Pentru compararea acestor sisteme noi de izolație realizate în Republica Socialistă România cu sistemele „clasice", s-a efectuat un studiu dielectric, luînd ca element de reper scheme de izolație de tip discontinuu, folosită în prezent la U.E.P.C. la mașinile electrice de medie putere (100—1000 kW).

Pe lîngă diagramele comparative aflate în mare număr în acest studiu, se remarcă și interpretarea complexă a rezultatelor cu referire la principalele teorii ale comportării dielectricilor în regimuri de suprasolicitări termice și electrice.

Lucrarea este sinteza unui bogat material documentar, (circa 100 referiri bibliografice) și reprezintă numeroase indicații constructive și tehnologice.

Se recomandă constructorilor și tehnologilor din fabricile de mașini electrice.

A. Bercu

REFERATE

CZ 538 *Electromagnetism*

CZ 538.632 : 621.382 2

Sabata, I. şi Heler, A. **Comportarea traductorului Hall în cîmpuri magnetice neomogene** (Le comportement du transducteur de Hall dans les champs magnetiques non homogenes) În Rev. gén Elect, tom. **75**, nr. 5, mai 1966, 11 fig., 11 ref. bibl.

Se stabilesc ecuaţiile cîmpului Hall şi se determină expresiile acestui cîmp în cîteva cazuri mai importante din punct de vedere practic. După o scurtă prezentare a problemei din care rezultă stadiul cercetării problemelor efectului Hall se prezintă ecuaţiile cîmpului Hall, traductorul Hall plasat în cîmpuri magnetice neomogene şi verificări experimentale pe un traductor ($I_n - S_b$).

După stabilirea ecuaţiilor cîmpului Hall sub o formă adecvată practicii se analizează traductoarele rectangulare de lungime mare plasate omogen, plan-paralel variabil după axa *o* (*oy*), apoi se fac consideraţii asupra cîmpurilor electrice neomogene variabile după axa *o* (*ox*).

Intensitatea cîmpului Hall este un cîmp derivînd dintr-un potenţial cu divergentă diferită de zero, deci este un cîmp Poisson. În concluzie se fac unele recomandări practice privind măsurarea inducţiei magnetice variabile într-un plan paralel cu axele (*ox*) şi (*oy*).

A. C.

CZ 621.311 *Centrale electrice*

CZ 621.311.1 : 539.17

Aillert, P. **Consideraţii generale relative la construcţia centralelor nucleare** (Considerations générales relatives à la construction de centrales nucléaires). În : Bull. ASE **56**, nr. 21, 1965, p. 959—963.

Douăzeci de ani de experimentări, aproape 2000 pile atomice în serviciu arată că securitatea şi performanţele unui reactor sînt asigurate într-un mod absolut, ca şi acelea ale unei uzine hidroelectrice ; de asemenea, se constată că întreţinerea centralelor nucleare este mai redusă ca a acelora termice.

Perfecţionările aduse acestor reactoare în ultimii ani arată că în domeniul unităţilor mari, acestea pot deveni competitive cu centralele clasice. Încertitudinile care subsistă se referă doar la evoluţia costului şi siguranţa aprovizionării cu combustibil. Prospectarea pieţelor arată că uraniul natural este atît de abundent încît multe mine sînt temporar închise, iar rezervele de uraniu îmbogăţit sînt suficiente pentru o perioadă îndelungată, deci există stocuri.

În vederea alegerii celei mai economice soluţii se face o analiză a reactoarelor care funcţionează cu uraniu, uraniu îmbogăţit sau plutoniu, arătîndu-se că viitorul reactoarelor nucleare rămîne încă plin de elemente aleatorii datorită costurilor diferitelor materii prime. Se recomandă ca alegerea surselor de energie a unei ţări să fie făcută cu grijă după o analiză detaliată a resurselor energetice (căderi de apă, cărbuni, uraniu etc.).

Fl. T.

CZ 621.311.004 (73)

Guénod, M. **Deranjamentul din 9 şi 10 noiembrie 1965 în reţeaua N-E a Statelor Unite** (La perturbation des 9 et 10 novembrie 1965 dans le réseau Nord-Est des États-Units). În : Bull ASE **57**, nr. 5, 1966, p. 212—216.

La data de 9 noiembrie, la 17h 15'11", un releu de rezervă reglat la 375 MW, situat în centrala „Adam Beck" de pe Niagara, avînd o putere instalată de 1485 MW, a declanşat una din cele cinci linii de 230 kV care lega această centrală de centrul Ontario, supraîncărcînd celelalte linii ; au rezultat declanşări în lanţ, care au afectat o regiune de aproape 200 000 km², locuită de 30 milioane oameni.

Acesta era un releu de rezervă de intensitate maximă, destinat a dubla releele obişnuite de impedanţă, reglat în 1963 la o putere de declanşare de aproximativ 375 MV. De atunci, sarcina liniilor n-a încetat să crească şi vîrful de iarnă din 9—10 noiembrie a făcut să se depăşească limita.

A rezultat că o putere de aproximativ 1500 MW, care se scurgea spre N, şi-a schimbat sensul şi s-a adăugat sarcinii liniilor din S şi E a Niagarei. Acest surplus de 1500 MW în centralele Beck şi Niagara a provocat accelerarea regulatoarelor mecanice clasice cu statism pasager care şi-au pierdut sincronismul în raport cu restul reţelei, declanşînd două linii de 345 kV între Rochester şi Syracusa şi mai multe linii de 115 şi 230 kV în S—V regiunii Niagara ; 4 secunde după incidentul din centrala Beck, sistemul Canuse a fost dislocat în patru secţiuni izolate, una din acestea fiind Edison, care funcţiona cu o sarcină de 4800 MW repartizată pe 47 unităţi termice, şi „importă" 140 MW.

Imediat după incident, acest sistem s-a găsit „exportatorul" unei puteri de aproape 1050 MW. Circa 1100 MW erau prevăzuţi în rezervă rotativă, dar n-a fost posibil să se profite rapid de această energie ; frecvenţa a început să scadă încît echipamentul auxiliar al cazanelor n-a mai funcţionat corect şi una după alta centralele termice au ieşit din funcţiune într-un timp eşalonat de 8—13 ore.

Dispecerul avea instrucţiuni de a menţine cît mai mult posibil interconexiunea în caz de perturbaţie, suprimarea trebuind să aibă loc doar la scăderea frecvenţei sub o anumită limită. Cînd măsurile au fost luate, era prea tîrziu ; ruperea interconexiunii între Edison şi Niagara ar fi permis evitarea avariei reţelei New York, dar afectarea altor regiuni.

Consecinţele avariei : oraşul New York a fost în mod direct atins, metroul cu 600 trenuri şi 10 000 oameni blocaţi, 1 700 pasageri blocaţi timp de 5 ore pe podul Williamsburg, aeroportul Kennedy cu turnurile de control complet deranjate, 800 spitale temporat fără energie etc.

Dintre măsurile ce s-au impus a fi luate se menţionează : reexaminarea sistemului de producţie şi protecţie, efectuarea de studii de stabilitate pentru determinarea comportării în caz de perturbaţii, reglarea corectă a releelor de protecţie, ameliorarea sistemelor de telemăsură telecomandă şi telereglaj, alimentarea automată, distribuţia benzinei în caz de avarii pentru a nu bloca circulaţia.

Fl. T.

CZ 621.224 : 621.311.21 (494.221.1)

Markwalder, R. **Automatizarea echipamentului turbinelor de la uzina din Gösgen** (Automatisierung der Turbinenanlage in kraftnerk Gösgen). În : Bull. ASE **56**, nr. 24, 1965, p. 1068—1074.

Automatizarea funcţionării centralelor electrice mai vechi oferă un interes deosebit pentru că acestea, datorită concepţiei lor tehnice, cer un personal de exploatare numeros, format din echipe care lucrează în schimburi.

Articolul descrie principalele măsuri luate pentru modernizarea şi automatizarea echipamentului turbinelor centralei din Gösgen, a cărei putere este sub 100 MVA. Comanda automată prevăzută pentru fiecare grup generator cuprinde în mod esenţial un echipament selector pentru fixarea programului dorit şi echipamente de comandă care emit ordine corespunzătoare. Sistemul funcţionează în cascadă în aşa fel încît nici un ordin nu poate fi dat dacă cel programat anterior nu a fost executat. Reglarea automată a turbinelor funcţionează la trei din cele şapte ale uzinei ; restul fiind în curs de execuţie.

Se arată că următoarea etapă a automatizării va consta în instalarea unor dispozitive care vor pune sau scoate din funcţiune grupurile după debitul de apă, făcîndu-le să lucreze întotdeauna în zona randamenului optim.

Fl. T.

CZ 621.315.2 *Cabluri*

CZ 621.315.21.027.7/8.004 : 621.311.1

Tellier, R. şi Ridon, R. **Perspectivele utilizării cablurilor la înaltă tensiune în cadrul alimentării marilor oraşe** (Perspectives d'emploi des câbles a haute tension dans le cadre de l'alimentation des grandes villes). În : Rev. gén. Élect. tom. **75**, nr. 4, aprilie 1966, p. 512—519, 3 fig., 5 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a aspectelor privitoare la încălzirea cablurilor în regim permanent şi la circulaţia fluidului pentru răcirea forţată, autorul arată tehnologia de fabricaţie a cablurilor de tensiune înaltă, care funcţionează cu ulei sau gaz sub presiune, circulat într-un tub de oţel.

Analiza unor asemenea situaţii a arătat posibilitatea extinderii cablurilor unipolare cu ulei fluid în manta de aluminiu. Cu toate avantajele pe care le prezintă se mai studiază încă problema etanşeităţii şi a supratensiunilor care apar în circuitul mantalei.

Se tratează :

— unele aspecte ale calculului termic al cablurilor ;
— stadiul actual al tehnologiei de fabricaţie ;
— perspectivele folosirii cablurilor de 225 kV ;
— posibilităţile oferite prin răcirea forţată ;
— cabluri funcţionînd la tensiuni superioare faţă de 225 kV.

Pentru cazurile studiate se indică posibilităţile de încărcare în funcţie de secţiunea cablurilor şi schema de racord a reţelei, astfel încît pierderile în mantale să fie minime.

A. C.

CZ 621.315.687.3 : 621.315.616.9.004

Göran, Virsberg şi Göran, Laurel. **Noul mod de terminaţie pentru cabluri izolate cu material plastic** (Nouveau mode de terminaison des câbles isolés aux matières plastiques). În : Asea Revue **38**, nr. 3, mai-iunie 1966, p. 55—57.

Terminarea unui cablu printr-o bandă contra efluviilor în loc de teacă conică înlesneşte asigurarea unei protecţii mai eficace împotriva descărcărilor, reduce lungimea capetelor, simplifică montajul şi duce la scăderea cheltuielilor. Se descriu principalele moduri de executare a noului tip de terminaţie pentru cabluri izolate cu material plastic. Se au în vedere atît cabluri pentru tensiuni de 6—16 kV, cît şi cele pentru 35—110 kV.

Principalele condiţii puse noului mod de terminare a cablului se referă la asigurarea unei funcţionări ireproşabile, la adaptarea atît la instalaţii interioare, cît şi la cele exterioare. Ele sînt uşor de realizat şi de ridicat, prezintă un volum relativ redus şi un cost minim posibil.

Comparînd cele două terminaţii de cabluri — terminaţia clasică şi cea modernă — se constată că în cazul terminaţiei noi, distribuţia cîmpului electric este mai avantajoasă, iar cheltuielile de montaj şi exploatare scad sensibil.

A.C.

CZ 621.315.612.6 : 621.315.624.4.624.8

Riviere, D. **Sticlă călită folosită pentru izolatoarele liniilor aeriene de înaltă tensiune** (Le verre trempé et son utilisation pour l'isolement des lignes aériennes à haute tension). În : Rev. Gén. de l'Elect., tom. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 713—732, 31 fig., 51 ref. bibl.

Sticla călită este un material de bună calitate şi se recomandă a se folosi pentru fabricarea izolatoarelor liniilor aeriene de înaltă tensiune .Se arată calităţile unui asemenea material, încercîndu-se izolatoare în formă de capă şi tijă confecţionată din sticlă călită. Se fac consideraţii asupra normelor C.E.I. şi a celor din S.U.A., arătîndu-se cum se interpretează ele în legătură cu calităţile noului material pentru izolatoare. Problemele tratate în articol se referă la : fragilitatea izolatoarelor minerale, sticla călită şi fabricarea ei tehnologică, problemele ce intervin la călirea sticlei, calitatea izolatoarelor din sticlă călită.

Se insistă asupra caracteristicilor mecanice şi electrice ale izolatoarelor din sticlă călită şi se indică metodologia de încercare a noilor tipuri de izolatoare, subliniindu-se rezultatele obţinute în exploatare faţă de cele experimentale determinate în laborator.

A. C.

CZ 621.316.5/9 *Aparataj electric*

CZ 621 3.015 5 : 621.316.5.027.8

Gremosnik, G. **Contribuţii la problema intensităţii critice a cîmpului electric în aparatele de înaltă tensiune** (Beitrage zum Problem der kritischen elektrischen Feldstärke in Hochspannungsgeräten). În : Bull. ASE **56**, nr. 21, 1965, p. 949—952, 4 fig., 5 ref. bibl.

Problema predeterminării solicitărilor electrice care apar în sistemele izolante la aplicarea unor tensiuni înalte este una din dificilele probleme care stau în faţa constructorilor de aparate. Astfel, are importanţă deosebită în tehnica tensiunilor înalte influenţa izolanţilor cu margini răsfrînte asupra intensităţii maxime a cîmpului. Această intensitate nu poate fi determinată teoretic decît în cazuri simple, de exemplu pentru cazul unei răsfrîngeri semicilindrice. Cu ajutorul procedeului de simetrie inversă, calculul se reduce la acela al unui cilindru eliptic. După o analiză a aproximărilor care se pot face, se arată că metoda de faţă poate fi aplicată şi pentru forme plane rotunjite. Calculul matematic necesar rezolvării acestor probleme este relativ accesibil, iar rezultatele de calcul coincid în suficientă aproximaţie cu cele experimentale.

Fl. T.

CZ 621.317 *Măsurători electrice*

CZ 621.317.43.087.4

Miteaev, V. V. şi Silvanschi, I. V. **Înregistrator automat al buclelor statice de histereză a materialelor magnetice tari** (Avtomaticeschii registrator statisticeschi petelei ghistereza magnito-jestchih materialov). În : Izmeritelnaia tehnica, nr. 11, 1965, p. 33—36, 3 ref.

Măsurarea ciclurilor statice de histereză a materialelor magnetice dure se face în prezent pe baza schemelor care folosesc galvanometre balistice ; dezavantajul acestora constă însă în faptul că măsurătoarea se face într-un timp lung, urmat de o prelucrare destul de laborioasă. În ultimii ani s-au făcut încercări de a realiza instalaţii înzestrate cu traductoare Hall, capabile de a permite o înregistrare rapidă a fenomenului.

Se descrie pe larg schema folosită, prezentîndu-se părţile principale ale acesteia : potenţiometru, bobina de magnetizare, bobina de măsură, instalaţia de înregistrare a ciclului, blocurile de alimentare, amplificarea, integrarea. Încercările experimentale făcute de autori au dus la următoarele concluzii :

— cercetările experimentale privind precizia instalaţiei pentru înregistrarea ciclurilor de histerezis au arătat că gradarea ei după metode balistice nu este indicată, întrucît eroarea este de acelaşi ordin. Analiza teoretică arată că eroarea însumată a instalaţiei este de 1,5 % ;

— timpul necesar înregistrării şi prelucrării ciclului de histerezis cu această instalaţie nu depăşeşte 5 min. Instalaţia poate fi în continuare semi sau complet automatizată ;

— sensibilitatea şi precizia blocului de măsurare permit cercetarea influenţei temperaturii asupra caracteristicii statice a materialelor feromagnetice.

Fl. T

CZ 621.317.32.015.34

Mäusl, R. **Măsurarea tensiunilor mici alternative** (Messung kleinster Wechselspannungen). În : Bull. ASE **75**, nr. 5, 1966, p. 179—182.

Se tratează problema măsurării tensiunilor alternative cu ajutorul voltmetrelor cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, insistîndu-se în special asupra diverselor moduri de redresare.

Principala problemă pe care o pune măsura tensiunilor foarte mici alternative este aceea a preamplificării acestora la valoarea necesară pentru redresare. Dintre diferitele moduri de amplificare se aleg acela în bandă largă şi acela selectiv ; amplificatoarele sînt construite cu tuburi electronice, tranzistoare de construcţie normală sau cu efect de cîmp.

În ceea ce priveşte zgomotul se arată că acesta determină limita de sensibilitate a amplificatorului. Sensibilităţile care pot fi obţinute cu voltmetre, folosind amplificatoare în bandă largă sau selectivă, sînt prezentate cu ajutorul unor exemple numerice.

Fl. T.

CZ 621.317.65 : 681 2. : 531.71

Fedotov, A. V. **Micrometru inductiv fără contacte** (Bezcontactnii inductivnii micrometr). În : Izmeritelnaia tehnica, nr. 11, 1965, p. 59—61.

Se prezintă rezultatele cercetărilor legate de realizarea unor traductoare inductive pentru controlul dimensiunilor pieselor feromagnetice. Pornind de la schema electrică de principiu a dispozitivului se arată că la frecvența sunetului, influența capacității proprii a traductorului se poate neglija încît în final se obține o relație de verificare în care intră întrefierul, permeabilitatea magnetică a întrefierului și a probei.

La calculul erorilor, din relația matematică obținută rezultă că pentru micșorarea acestora trebuie mărită secțiunea fluxului magnetic, micșorată lungimea liniei magnetice și secțiunea întrefierului de măsură. Pentru anumite cazuri limită se indică o serie de simplificări, iar pentru lărgirea porțiunii liniare a caracteristicii traductorului se poate folosi o schemă de rezonanțe.

În încheiere se prezintă caracteristicile aparatului ; dintre acestea liniaritatea se păstrează în limite largi, iar gama garantată de măsură se întinde de la 300—900 μ.

Fl. T.

CZ 621.317.43.536

Kogen, V. V. și Hucein Nigm. **Instalație calorimetrică pentru măsurarea pierderilor magnetice** (Calorimetricescaia ustanovca dlia izmerenia magnitnih poteri). În : Izmeritelnaia tehnica, nr. 11, 1965, p. 30—32.

Pierderile prin histerezis și curenții turbionari constituie caracteristici fundamentale ale materialelor feromagnetice, motiv pentru care determinarea valorii adevărate a acestora în condiții grele de magnetizare (la un înalt grad de saturare, impulsuri etc.) are o importanță deosebită. Dintre toate metodele analizate se arată că numai metoda calorimetrică satisface aceste necesități.

Instalația calorimetrică constă din două părți principale : sistemul calorimetric și termostatul. Energia pierderilor magnetice din probă se transformă în căldură și încălzește lichidul din calorimetru ; după schimbarea temperaturii lichidului se apreciază mărimea pierderilor în probă. Pentru menținerea constantă a temperaturii în tot volumul lichidului, instalația este prevăzută cu un agitator.

Ecuațiile care descriu fenomenele sînt analizate pe larg și corespunzător acestora se indică etapele măsurărilor. Partea automată a instalației constă din termocuple diferențiale din crom-copel, blocul de reglare a temperaturii, amplificatorul de curent continuu, instalația de execuție.

Prelucrarea statistică a rezultatelor măsurărilor pierderilor arată că eroarea nu depășește $\pm 1{,}5\,\%$ la puteri $50 \leq p \leq 100$ mW și $\pm 1\,\%$ la puteri $p > 100$ mW. Instalația permite să se măsoare pierderile pe probe sub formă de inel (al căror diametru exterior nu depășește 60 mm) din materiale magnetizate la curenți de frecvență pînă la cîțiva MHz.

Fl. T.

CZ 621.319.4.004 : 537.226 + 621.315.614.6

Church, H. F. **Imbătrînirea condensatoarelor de forță. Influența ionilor și a structurii hîrtiei** (Vieillissement des condensateurs de puissance. Influence des ions et de la structure de papier). Rap. CIGRÉ, nr. 112, sesiunea 1966.

Se studiază efectele ionilor asupra caracteristicilor dielectrice ale hîrtiei. Se presupune că ionii pot exista în dielectricul condensatoarelor cu hîrtie împregnată, fie în stare inițială, fie după o difuziune lentă prin intermediul materialelor conținînd impurități. De asemenea se apreciază că structura hîrtiei exercită o importantă influență asupra repartiției locale de ioni și, de asemenea, poate afecta asupra duratei de viață a condensatoarelor. Sub efectul solicitărilor dielectrice ionii tind a se grupa în depresiuni, la suprafața hîrtiei. În consecință, crește probabilitatea străpungerilor dielectrice. Se mai constată că hîrtiile subțiri de foarte bună calitate prezintă variații considerabile asupra grosimii. De exemplu, a o hîrtie cu grosimea nominală de 10 μ, se observă variații locale de grosime mergînd pînă la 16 μ (în locurile de încrucișare ale fibrelor celulozice groase) și invers, depresiuni care micșorează peretele propriu-zis celulozic pînă la 1 μ. În concluzie se apreciază că structura hîrtiei exercită, de asemenea, o influență importantă asupra procesului de îmbătrînire a ei.

A. B.

CZ 621.319 *Aplicațiile electrostaticii*

CZ 621.319.51

Wiesinger, T. **Eclatoare ionizate prin curenți de impuls** (Stosstromionisierte Funkenstrecken). În : Bull. ASE **57**, nr. 4, 1966, p. 139—149, 28 fig., 10 ref.

Pentru studiul proprietăților electrice ale eclatoarelor ionizate, ca urmare a unui curent de șoc, se descrie un nou generator de impulsuri construit pentru curenți de amplitudine de 12 kA și cu o durată de semiamplitudine a undei de 10 μs, urmată după o pauză de durată reglabilă de o tensiune de impuls rectangulară sau de unde de impuls normale de amplitudine maximă de 120 kV.

Încercările făcute cu eclatoare cu sfere, tije, vîrf-placă, cu distanțe disruptive de 3—10 cm, s-au referit la caracteristicile de impuls, descărcări prealabile sau principale. În cazul pauzelor mai mari de 1 ms, între curentul de șoc și tensiunea care se studiază este vorba de un fenomen termic și un curent care se scurge imediat după aplicarea tensiunii de impuls. Cînd pauzele depășesc 1 ms se produce o descărcare electrică, curentul stabilindu-se brusc.

Curentul care precede descărcarea parțială s-a măsurat, în cazul unui eclator cu tije pentru distanțe pînă la 10 cm. El se compune din curentul de impuls prin efect corona și curentul de formare a canalului, care premerge descărcării principale. Se prezintă de asemenea și unele concluzii privind comportarea eclatorilor ionizați sau neionizați. Încercările efectuate au furnizat indicații interesante pentru cercetările în domeniul supratensiunilor atmosferice.

Fl. T.

CZ 621.34 *Acționări electrice*

CZ 621.34 : 621.314.65 : 622.6

Barral, A. și Duflot, J. **Mașini moderne de extracție cu alimentare cu redresoare cu vapori de mercur** (Machines d'extraction modernes avec alimentation par redresseurs à vapeur de mercure). În : Rev. Gén. de l'Élect. tom. **75**, nr. 5, mai 1966, pag. 741—755.

Se prezintă o serie de mașini moderne de extracție care se pot alimenta în condiții avantajoase cu ajutorul schemelor ce conțin redresoare cu vapori de mercur. Se examinează diferite scheme posibile care asigură alimentarea și se descriu rezultatele de exploatare a unor mașini moderne.

Se compară diferitele tipuri de mașini care se folosesc curent de (2 700—4 600) kW pe baza principalelor caracteristici și ale rezultatelor din exploatare. Se discută ameliorarea condițiilor de exploatare și scurtarea duratei de efectuare a lucrărilor și utilizarea redresoarelor cu vapori de mercur. Se analizează schemele posibile de folosit în condiții avantajoase și se fac considerații asupra diferitelor tipuri de redresoare. Se dau caracteristicile grupurilor de transformatoare folosite în două cazuri practice. Se arată schemele de comandă a mașinilor și se descrie protecția redresoarelor împotriva defectelor.

A. C.

CZ 621.34 : 676.2.05.001.2

Nils Ryhd. **Echipamente electrice pentru rotativele imprimeriilor** (Équipements électriques pour rotatives d'imprimerie). In : Asea Revue **38**. nr. 2, mart — apr 1966.

Se scot în evidență principalele caracteristici ale echipamentului electric necesare antrenării rotativelor. Se fac considerații, în special asupra motoarelor de antrenare și a posibilităților de alimentare. Se descriu instalațiile și se arată modul de reglare a vitezei motoarelor electrice.

Variația vitezei motoarelor electrice să fie de cel mult $\pm$ 10 % cînd sarcina de antrenat este cuprinsă între 20 și 50 %. Pentru asigurarea acestei cerințe se prevede o comandă cu

servomotor în curent continuu. Se dau o serie de indicaţii privind funcţionarea dispozitivului de comandă şi reglare a vitezei motoarelor.

Se indică schema circuitului de alimentare a presei antrenate cu motoare de 52 kW şi 2 040 rot/min. Se trec în revistă tipurile de motoare folosite în cazul rotativelor şi se descriu motoarele trifazate cu colector, subliniindu-se avantajele şi neajunsurile care apar în exploatare.

Consideraţiile de ordin practic se referă şi la echipamentul auxiliar, care formează circuitul de alimentare cu energie electrică.

A. C.

CZ 621.34–525 : 621.382.333

Göron Ottosson, Törnros, H. şi Granö, N. **Comanda maşinilor prin convertizoare cu tiristoare** (Commande de machines par convertisseur à thyristors). In : Asea—Revue **38**, nr. 2, mart-apr 1966, p. 37—43.

Se descriu instalaţiile electrice de comandă a motoarelor electrice comandate prin tiristoare. În industrie se folosesc pe scară din ce în ce mai mare scheme de comandă cu dispozitive semiconductoare. Se face o comparaţie a acestor scheme cu cele cu convertizoare rotative şi se scot în evidenţă caracteristicile de reglaj pentru maşinile din schemele comparate. Se fac unele consideraţii asupra cîtorva instalaţii realizate recent şi asupra celor în curs de realizare. Pentru convertizoare cu tiristoare se comentează schemele de comandă şi se reproduce dependenţa grafică dintre tensiunea aplicată şi curentul absorbit. Randamentul exploatării echipamentului electric, cînd se folosesc convertizoare cu tiristoare, este cu mult mai mare decît în cazul utilizării convertizoarelor Leonard. Se scot în evidenţă avantajele folosirii instalaţiilor cu tiristoare şi se dau diverse aspecte ale instalaţiilor secţionate.

A. C.

CZ 517. 512. 6 : 621.34–53

Börgin, H. G. **Aproximarea curbelor cu ajutorul funcţiilor Laguerre generalizate** (Kurven approximation mittels verallgemeiverter Laguerre-Functionen). In : Bull. ASE **57**, nr. 3, 1966, p. 95—99, 12 ref., 4 fig.

Problemele moderne ale acţionărilor şi reglajelor automate impun tot mai frecvent exprimarea matematică (cu o bună aproximaţie) a unei funcţii date, prin aceasta creîndu-se posibilitatea simplificării calculelor. Cum calitatea acestei aproximări depinde de genul funcţiei, este necesară găsirea unei game largi de metode de aproximare. Se prezintă şi se definesc polinoamele Laguerre, arătîndu-se în continuare cum funcţiile descrescătoare pot fi exprimate aproximativ prin însumarea funcţiilor Laguerre generalizate. După o descriere a principalelor proprietăţi ale acestor funcţii se indică formulele de calcul al funcţiei aproximative, admiţînd o expresie ponderată foarte generală. Modul în care influenţează diversele funcţii şi expresii ponderate este arătat printr-un exemplu numeric.

Funcţiile Laguerre au o mare importanţă practică în calcule, deoarece comportă o simplă transformare Laplace. Avantaje şi mai mari rezultă din faptul că aceste funcţii pot fi reproduse în mod stabil cu calculatoare analogice, ceea ce simplifică operaţiile.

Fl. T

SCURTE ŞTIRI

O nouă uzină electrică de o putere de 450 MW urmează să fie construită în oraşul Los Alamos (California, S.U.A.), 75% din putere va fi produsă cu ajutorul generatoarelor magnetohidrodinamice. Restul de 25% se va produce cu generatoare clasice acţionate prin turbine cu abur. Cu ajutorul căldurii din reactoarele atomice se vor încălzi praful de cărbune, petrolul sau uleiul (cu admisiunea permanentă a aerului), la o temperatură de circa 3000°C, transformîndu-se în plasmă. La construirea aşa-numitului „cazan de plasmă" se vor utiliza materiale speciale, ca, de exemplu, carbura de hafniu, tantal şi altele. În interior, cazanul trebuie să fie căptuşit cu material ceramic special (aşa-numitul piroceram), care suportă fără deteriorare temperatura pînă la 4000°C. Cîmpul magnetic va fi creat aici cu ajutorul magneţilor cu supraconductori, care vor avea puterea de 18 MW.

Înfăşurările bobinelor lor vor fi dintr-un aliaj de niobiu şi zirconiu. Electrozii se vor executa dintr-un amestec semiconductor de carbură de bor şi titan, care are la temperaturi ridicate conductibilitate electrică bună, suportă bine temperaturile înalte şi nu formează zgură.

Din: Electrotechnik, nr. 11, 1965.

Un dispozitiv cu ajutorul căruia se poate ridica randamentul transformării energiei solare în energie electrică a fost construit de un cercetător ştiinţific francez. Cu acesta, uzinele electrice solare vor putea lucra rentabil în zonele meridională şi centrală din Europa. Partea principală a noului dispozitiv reprezintă o oglindă concavă (formată dintr-un număr mare de oglinzi mici, care pot urmări în mod automat mişcarea aparentă a soarelui) şi un cazan tubular de abur. Suprafaţa iradiată a cazanului este acoperită cu o peliculă specială, formată din celule sub formă de faguri de albine.

Pelicula este mat neagră şi absoarbe majoritatea razelor incidente, razele reflectate fiind foarte puţine. Celulele fagurilor au adîncimea de 40 mm, iar diametrul este de circa 1 mm.

Din : Electrotechnik, nr. 11, 1965.

Toarcere într-un cîmp electric. Un grup de specialişti sovietici din domeniul industriei de bumbac lucrează în ultimul timp în problema numită „toarcere într-un cîmp electric". Este foarte posibil ca acest procedeu nou să aducă mari transformări în industria textilă. Principiul metodei constă în aceea că fibrele individuale, după intrarea într-o cameră specială, sub acţiunea puternică a cîmpului electric, formează un fascicul continuu, care, în continuarea procesului, este răsucit într-un şnur foarte puternic. Metoda indicată permite o reducere substanţială a numărului operaţiilor de lucru şi a maşinilor utilizate în producţie.

Din : Elektrotechnik, nr. 11, 1965.

Construcţii de uzine electrice în India. În India sînt în prezent în construcţie două uzine atomoelectrice cu putere de 380 şi 200 MW. Puterea celei de-a doua uzine urmează a fi, în viitor, majorată. Este planificată construcţia celei de-a treia uzine atomoelectrice. Pînă în anul 1971, uzinele date în exploatare vor avea în funcţiune agregate cu putere de peste 1 milion kW. Guvernul indian a aprobat planul de dezvoltare a energeticii pentru viitorii 15 ani.

Din : Elektrotechnik, nr. 12, 1965.

Un magnet cu supraconductor elaborat de firma americană Westinghouse pentru exploatare permanentă, magnetul avînd la un volum de lucru de 130 cm^3 un cîmp cu o inducţie magnetică de 5 T (50000 G). Masa acestui magnet este numai de 68 kg şi este răcită cu heliu lichid, care este debitat de un frigider special. Acesta lucrează fără personal, complet automat şi produce 100 l heliu lichid pe săptămînă, ceea ce este suficient pentru exploatarea permanentă a magnetului

Din : Elektrotechnik, nr. 6, 1965.

Cel mai mare transformator trifazic din R.F.G. a fost elaborat de firma A.E.G. Puterea sa este de 300 MVA sub o tensiune de 230 (1 ± 16%)/21 kV. Transformatorul întreg cîntăreşte 290 t, iar miezul său de fier, singur, 150 t. Dimensiunile transformatorului sînt : lungimea 18 m, lăţimea 3 m şi înălţimea 7,5 m.

Din : Elektrotechnik, nr. 1, 1966.

La Tîrgul de mostre 1965 din Hanovra s-au făcut demonstraţii experimentale cu aşa-numitele „lichide inerte". Proprietăţile acestor lichide, care sînt fabricate de societatea „3 M Company", sînt foarte interesante. În rezervorul cu lichid inert a fost cufundat un aparat normal de radio din producţia de serie. S-a conectat la reţea, s-a reglat pe un anumit post şi aparatul a cîntat. Toate piesele sale componente, din metale diferite, din mase plastice, din cauciuc şi din sticlă au fost expuse liber la acţiunea lichidului. Nici o piesă nu s-a oxidat şi nu s-a muiat. Nici la materiale de construcţie, nici la lichid nu s-a schimbat structura proprie. Înalta rigiditate electrică a lichidului a permis reglarea manuală total sigură a aparatului, iar conductibilitatea termică bună a lichidului a protejat tuburile electronice, transformatorul şi celelalalte piese componente contra încălzirii.

Din: Elektrotecknik, nr. 1, 1966.

În Camera Comunelor din Anglia, ministrul pentru energetică a prezentat o dare de seamă cu privire la proiectarea în continuare a construcţiilor de uzine atomoelectrice în această ţară. După terminarea construcţiei noului tip al reactorului răcit cu gaz, în uzina atomoelectrică din Dungeness energia electrică furnizată de această uzină va fi cu circa 10% mai ieftină decît energia electrică obţinută din cărbune în cea mai modernă uzină termică. Uzina din Dungeness va costa 80 milioane de lire sterline, iar construcţia ei va fi terminată în 1970.

Din : Elektrotechnik, nr. 1, 1966.

Un microelectromotor cu rotor din ferită, cu un randament relativ foarte mare, a fost elaborat de un grup de cercetători, într-un laborator de cercetări al fabricii Philips. Rotorul acestui micromotor sincron este de circa 37% mai uşor decît rotorul corespunzător format din tole. Motoraşul se învîrteşte repede, fără zgomot, şi lucrează cu un randament aproape dublu faţă de micromotoarele de pînă acum. La aceeaşi putere poate să aibă deci dimensiuni considerabil mai mici. La o încărcare corespunzătoare, viteza lui de rotaţie este tot aşa de constantă ca la motoraşele sincrone normale.

Din : Elektrie, nr. 8, 1965.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU ; ing. AL. GRECEANU ; ing. ŞT. GROSU ; conf. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTINA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. R. RĂDULEŢ ; ing. ST. ŢIGANETEA ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România. — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul de virament: Publicaţiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informaţia", str. Brezoianu, nr. 23—25. Bucureşti, c. 3838.
Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.Tc. nr. 560/727/1965.

SOMMAIRE

CD 538.11 : 621.3.011

Buneа, V. : **La solution des équations de Maxwell dans des milieux conducteurs linéaires et ferromagnétiques.**

Electrotehnica **14**, no. 10, oct 1966, p. 337–353

On donne la solution des équations de Maxwell dans des milieux ferromagnétiques unidimensionaux, sans aucune hypothèse simplificatrice. On utilise la technique „des équations à temps continu — espace discret" [1].

On développe en détail la solution concernant la magnétisation des tôles minces en fer au moyen d'un flux total sinusoidal. D'une manière analogue on peut résoudre tous les cas des espaces unidimensionaux (cercle, semi-espace), soit qu'il s'agisse de la magnétisation à flux total sinusoidal, soit que l'on utilise une tension magnétisante sinusoidale à la surface, soit qu'il soit question de déterminer la résistance en courant alternatif. Dans le cas du milieu conducteur isotrope linéaire, la technique des „équations à temps continu — espace discret" prend un aspect d'une simplicité surprenante, tout le problème se réduisant à une inversion de matrice. On présente les solutions pour la magnétisation à l'aide du flux total sinusoidal de la tôle mince, des conducteurs à section circulaire ou rectangulaire plate.

CD 621.327.7

Puşcaşu, S. : **Considérations concernant les lampes à décharges dans des gaz à addition de halogénures métalliques.**

Electrotehnica **14**, no. 10, oct 1966, p. 353–356

On présente les phénomenes qui ont lieu dans les lampes à vapeurs de mercure, dont les substances actives sont sous forme de iodures métalliques. On indique la manière d'accroître, par la présence des iodures, l'efficacité lumineuse des lampes à vapeurs de mercure, comment on rend uniforme le spectre de la lumière résultée, émise par la lampe, et quelles sont les désavantages de ces nouvelles sources de lumière. Pour clore, on tire les conséquences nécessaires.

CD 621. 34.665.5

Drigă, M. : **Considérations concernant les moteurs électriques utilisés dans l'industrie extractive du pètrole, dans la République Socialiste de Roumanie.**

Electrotehnica **14**, no. 10, oct 1966, p. 356–361

Après avoir passé en revue les conditions spécifiques de fonctionnement des electromoteurs utilisés pour le pompage en profondeur dans l'industrie extractive du pétrole, on montre qu'il est nécessaire que les entreprises spécialisées de notre pays exécutent des moteurs électriques asynchrones à rotor en court-circuit, construits spécialement dans ce but, fait qui pourrait améliorer sensiblement le fonctionnement des installations d'extraction mentionnées.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÊNIEUR

CD 621.315.2 : 621.315.617.2

Cruceru, C., Pascal Paula et *Soroagă, V.* : **Étude critique des huiles et des masses à imprégner les câbles électriques de force à isolation en papier, de 1–35 kV.**

Electrotehnica **14**, no. 10, oct 1966, p. 361–373

L'ouvrage présente une analyse critique des nouveaux types d'huiles et de masses électroisolantes pour imprégner les cables électrique de 1–35 kV, ainsi que les performances obtenues dans ce domaine sur le plan mondial.

On présente les résultats des recherches et des expériences effectuées à l'Institut de Recherches et de Projets Electrotechniques et à l'Institut PETROCHIM – Ploieşti en vue d'assimiler certains types d'huiles et de masses à imprégner les cables électriques de force, à isolation en papier, de 1–35 kV.

NOTE

CD 621.357.66

Grünwald, E. : **L'argentage des pièces dans l'industrie électrotechnique et dans la mécanique fine.**

Electrotehnica **14**, no. 10, oct 1966, p. 373–375

COMPTES RENDUS 375

EXTRAITS 376–379

BRÈVES NOUVELLES 379–380

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.13—181.4

Thees, R. **Electromotoare mici.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 5, 4 mar 1966, p. 171—175, 9 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.313.32

Kantor, R. M. **Autoexcitarea asincronă a mașinilor electrice sincrone.** In : Elektrotehnika **36**, nr. 9, sep 1965, p. 16—17, 6 ref. bibl.

CZ 621.313.32.012

Dabbous, A. A. **Procedee grafice pentru determinarea curbelor caracteristice ale unei mașini asincrone.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A), nr. 6, 18 mar 1966, p. 200—204, 6 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2

Frohne, H. **Asupra dispozitivului de măsură utilizat pentru controlul variației în întrefier pe mașinile sincrone cu rotor în colivie.** In : Elektrotechn. Z (ETZ—A) **87**, nr. 4, 18 feb 1966, p. 127—132, 1 fig., 2 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.016.1

Keve, T. **Contribuție la studiul minimei relative a curbei de cuplaj a motoarelor asincrone cu rotor în scurtcircuit.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 7, 1 apr 1966, p. 221—227, 14 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.212.002.2.001.3

Buthe, F. și *Konschak, H.* **Proiectarea nouă a unui transformator de putere, trifazat, în ulei, de 40 MVA din seria 110.** In : Elektrie **20**, nr. 2, feb 1966, p. 65—67, 1 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.224.8 : 621.316.8

Rosenberger, G. **Transformator de curent pentru protecția rețelelor moderne.** In : Siemens — Z. **40**, nr. 1, 1966, p. 18—23, 6 fig.

CZ 621.314.572

Delerai, W. **Ondulatori monofazați cu rezonanță, cu tensiune de ieșire mică în armonici.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 7, 1 apr 1966, p. 233—236, 10 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII

CZ 621.315.62 : 621.315.612

Wlodarkiewicz, B. **Direcțiile de dezvoltare ale tehnologiei izolatoarelor ceramice.** In : Przegl. Elektrotechn. **41**, nr. 9, sep 1965, p. 331—333, 4 fig.

CZ 261.315.623.5.001.2

Ivanin, S. I. ș. a. **Izolatoare suport pentru instalații speciale.** In : Energhetika i elektrotehn. prom-st, nr. 3, iul—sep 1965, p. 43—44, 2 fig., 1 tab.

CZ 621.316 DISTRIBUȚIA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE DE DISTRIBUȚIE. DESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR

CZ 621.316.1 : 621.317.3

Denzel, P. și *Vierfuss, H.* **Contribuții la măsurarea impedanțelor din rețelele de joasă tensiune.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 5, 4 martie 1966, p. 159—165, 9 fig., 2 ref. bibl.

CONTENTS

DC 538.11 : 621.3.011

Bunea, V. : **Solving the Maxwell equations in linear and ferromagnetic conductor media.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 337–353

The solution of Maxwell's equations in unidimensional ferromagnetic media without any simplifying hypothesis is given. The technique of equations with continuous timediscrete space is used [1].

The solution for the magnetization with total sinusoidal flow of thin iron sheets. In an analogous way may be solved all the cases of the unidimensional spaces (cyrcle, semispace) including the magnetization with total sinusoidal flow, with surface sinusoidal magnetizing voltage or the determination of the alternating-current resistance. In the case of the linear isotropic conductor medium, the technique of the „equations with continuous time-discrete space" acquires a surprisingly simple aspect, the whole problem being reduced to a matrix inversion. The solutions are given for the magnetization with total sinusoidal flux of the thin sheet. The conductors with circular section and flat rectangle.

DC 621.327.7

Puşcaşu, S. : **Some considerations concerning the lamps with discharges in the gases with metallic halogenes addition.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 353–356

The physical phenomena occurring in the lamps with mercury vapours with action substances in form of metallic iodines are presented. It is shown how the presence of iodines increases the luminous efficiency of mercury-vapour lamps, and renders uniform the spectrum of the light emitted by the lamp. The drawbacks of these new light sources are pointed out and the necessary conclusions, drawn.

DC 621.34.665.5

Drigă, M. : **Some considerations concerning the electric engines used in the oil extraction industry of the Socialist Republic of Romania.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 356–361

After describing the specific working conditions of the electric engines used for the deep pumping in the oil extraction industry, the author stresses the necessity of producing in Romania asynchronous electric engines with short-circuited rotors built for this special purpose. This is expected to substantially improve the working of the mentioned extraction equipment.

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.315.2 : 621.315.617.2

Cruceru, C., Pascal Paula and *Soroagă, V.* : **A critical study concerning the oils and impregnations masses for 1–35 kV power electric cables with paper insulation.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 361–373

The paper presents a critical analysis of the new types of oils and electroinsulating masses for the impregnation of 1–35 kV electric cables and of the performances obtained on a world-wide scale in this field. The results are given of the researches and experiments carried out at the Electrotechnical Research and Design Institute and at „Petrochim" – Ploieşti for the assimilation of some oil – and impregnation mass types of 1–35 kV power electric cables with paper insulation.

NOTE

DC 621.357.66 : 546.57

Grünwald, B. : **The hard silvering pieces in the electrotehnical and fine mechanics industry.**

Electrotehnica **14**, nr. 10, oct 1966, p. 373–375

REVIEWS 375
REPORTS 376–379
BRIEFS-NEWS 379–385

CZ 621.316.172.014.7

Braun, P. şi *Hammer, F.* **Scurgeri capacitive şi rezistive de curent în instalaţiile domestice.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 6, 25 martie 1966, p. 180—184, 3 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.316.344.1 : 378.162.33 (43—2.4)

Bundke, W. **Un nou tablou de distribuţie cu bare încrucişate.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 4, 25 feb 1966, p. 110—112, 4 fig.

CZ 621.316.37.027.3

Bay, H. H., Müller, H. G. şi *Slamecka, E.* **Contribuţie la problema creşterii puterii scurtcircuitului în posturile de distribuţie de înaltă tensiune.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 6, 18 martie 1966, p. 185—192, 10 fig., 1 tab., 16 ref. bibl.

CZ 621.316.37.027.5

Fleck, B. **Aparataje de posturi deschise cu izolare în răşini turnate pe toate părţile pentru tensiuni mijlocii.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 5, 11 martie 1966, p. 133—141, 9 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.316.54.027—26

Schmidt, M. **Întreruptoarele de putere de mică tensiune şi întrebuinţările lor.** În : Elektrie **20**, nr. 2, feb 1966, p. 75—77, 4 fig., 3 tab.

CZ 621.316.54.066.6

Meyer, H. **Verificarea securităţii de funcţionare a contactelor în cazul contactelor în aer.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 4, 25 feb 1966, p. 107—110, 3 fig.

CZ 621.316.57.064.24.004.92

Metzger, F. **Notaţia internaţională şi stabilirea performanţelor întreruptoarelor automate de curent alternativ pentru linii de joasă tensiune.** În : Elektrotechnik **47**, nr. 22, aug 1965, p. 455—457, 3 fig., 4 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.925 : 621.316.933.8

Hösl, A. **Măsuri de protecţie în cazul disjunctoarelor de protecţie pentru curenţi cu scurgere la pământ cu mare sensibilitate de declanşare.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 6, 25 martie 1966, p. 184—188, 3 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.925 : 621.316.933.8 : 614.825

Nowak, K. **Accidente care se pot evita întrebuinţînd disjunctoare de protecţie cu declanşare ultrasensibilă pentru curenţi cu scurgere la pământ.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 6, 25 martie 1966, p. 174—180, 8 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.925 : 621.316.933.8 : 625.276

Oelschläger, H. şi *Siemoneit, E.* **Experienţe cu disjunctoare de protecţie pentru curenţi cu scurgere la pământ de mare sensibilitate în exploatările umide.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 6, 25 martie 1966, p. 188—192, 8 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.316.925 : 621.316.933.8.001.4

Winkler, A. **Controlul protecţiei prin relee a curenţilor cu scurgere la pământ, în instalaţiile de reţele cu patru conductoare, cu neutru la pământ.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 6, 25 martie 1966, p. 193—198, 6 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317 : 621.39

Thilo, H. G. **Noi dezvoltări în tehnica măsurării în domeniul comunicaţiilor.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—A) **87**, nr. 5, 4 martie 1966, p. 176—180, 7 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.317.39 : 620.193.23 : 621.316.992 : 621.315.1

Flug, R. şi *Kallewe, H.* **Dispozitiv de măsură pentru detectarea defectelor datorate înaltei tensiuni.** În : Elektrotechn. Z. (ETZ—B) **18**, nr. 4, 25 feb 1966, p. 101—104, 6 fig.

ÎNTREPRINDEREA COMERCIALĂ DE STAT

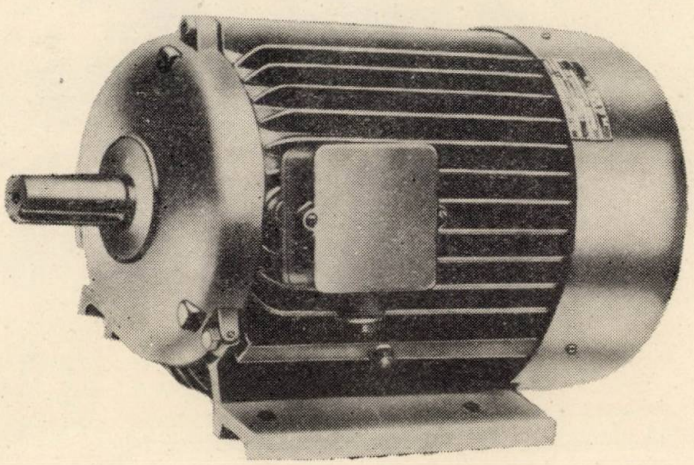
„ELECTROIMPEX"

BULGARIA

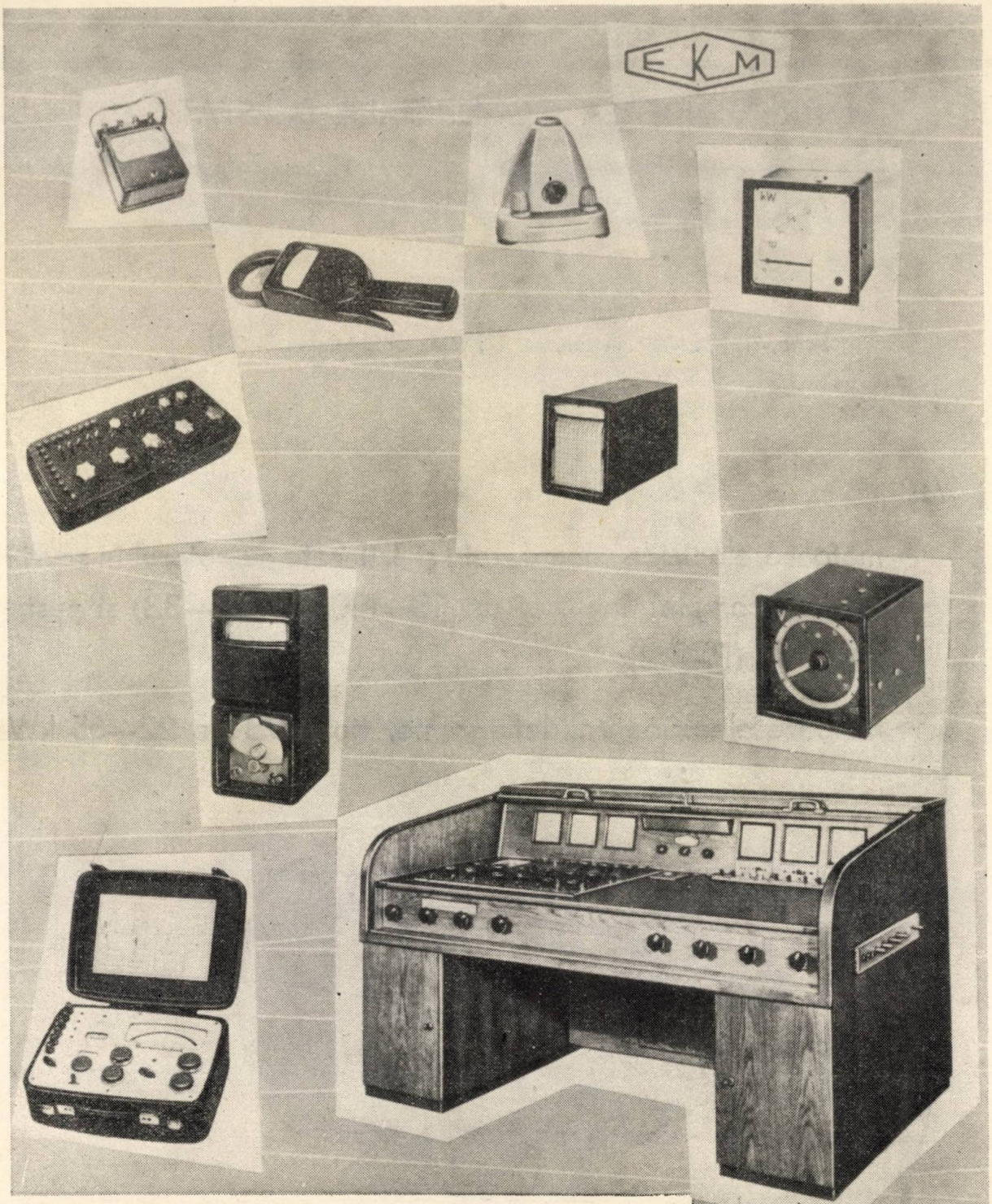
Sofia, str. G. Washington, nr. 17, telex 575, telefon 8-49-91

Exportă:

- motoare electrice monofazate şi trifazate cu rotorul în scurt-circuit, complet închise, de 18—100 kW (P—33) şi peste 100 kW (P—22);
- motoare electrice antideflagrante, tip AOB de 22—55 kW



Vizitaţi expoziţia industrială a Republicii Populare Bulgaria care va avea loc între 1—13. XI. 1966 la Bucureşti în pavilionul central de expoziţii, piaţa Scînteii, nr. 1



Instrumente de măsură electrice şi termice pentru măsurări în uzine şi laboratoare

Instrumente pentru tablouri de comandă, aparate de măsură portabile de mare precizie, ampermetre, voltmetre şi wattmetre, punţi de măsură de mare precizie, aparate universale, regulatoare de temperatură, aparate de înregistrat temperatura, compensatoare termice, elemente termice şi termometre de rezistenţă

METRIMPEX

Intreprindere ungară pentru comerţ exterior pentru produsele industriei de instrumente

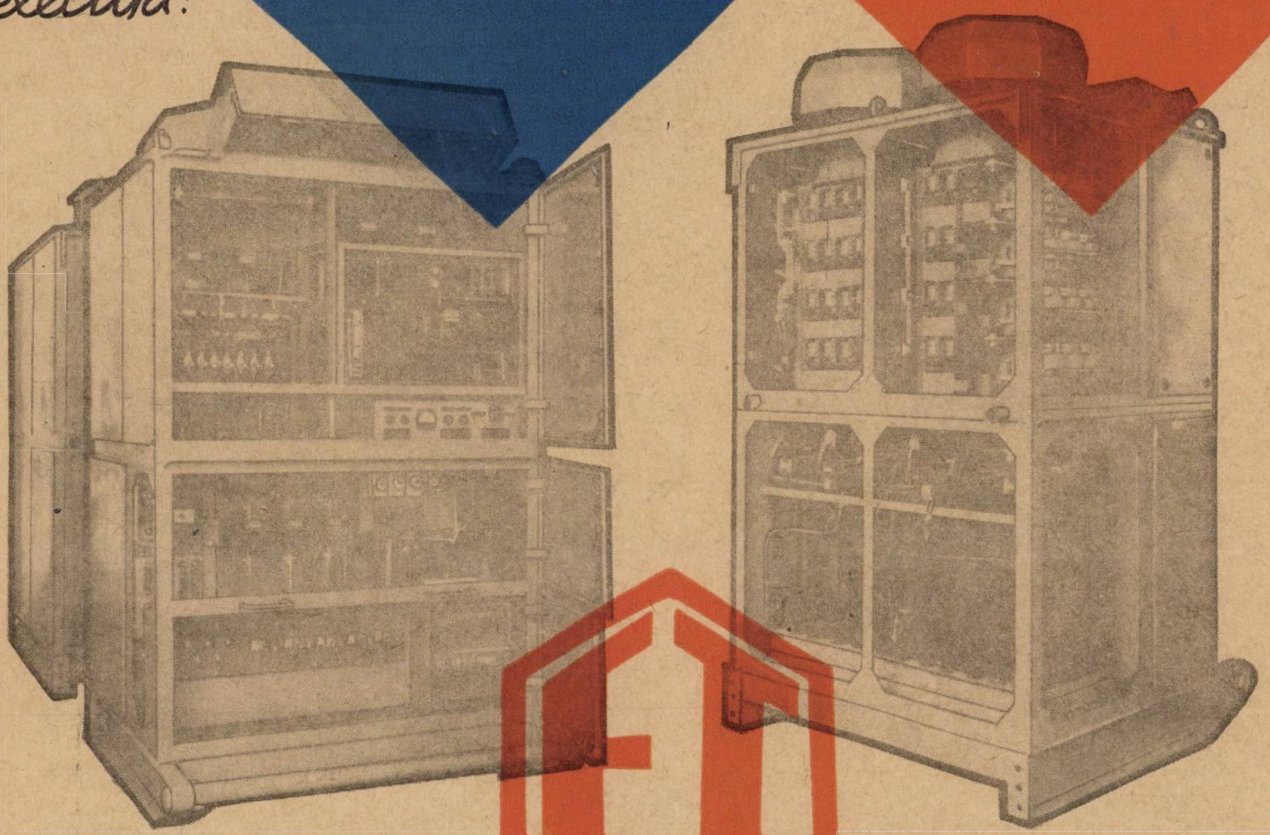
Adresa: Budapest 62, Postfach 202 — Ungaria
TELEX: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX
BUDAPEST

ELECTROTEHNICA

BUCUREȘTI, Str. ORHIDEELOR 27–29, telefon 164860

execută:

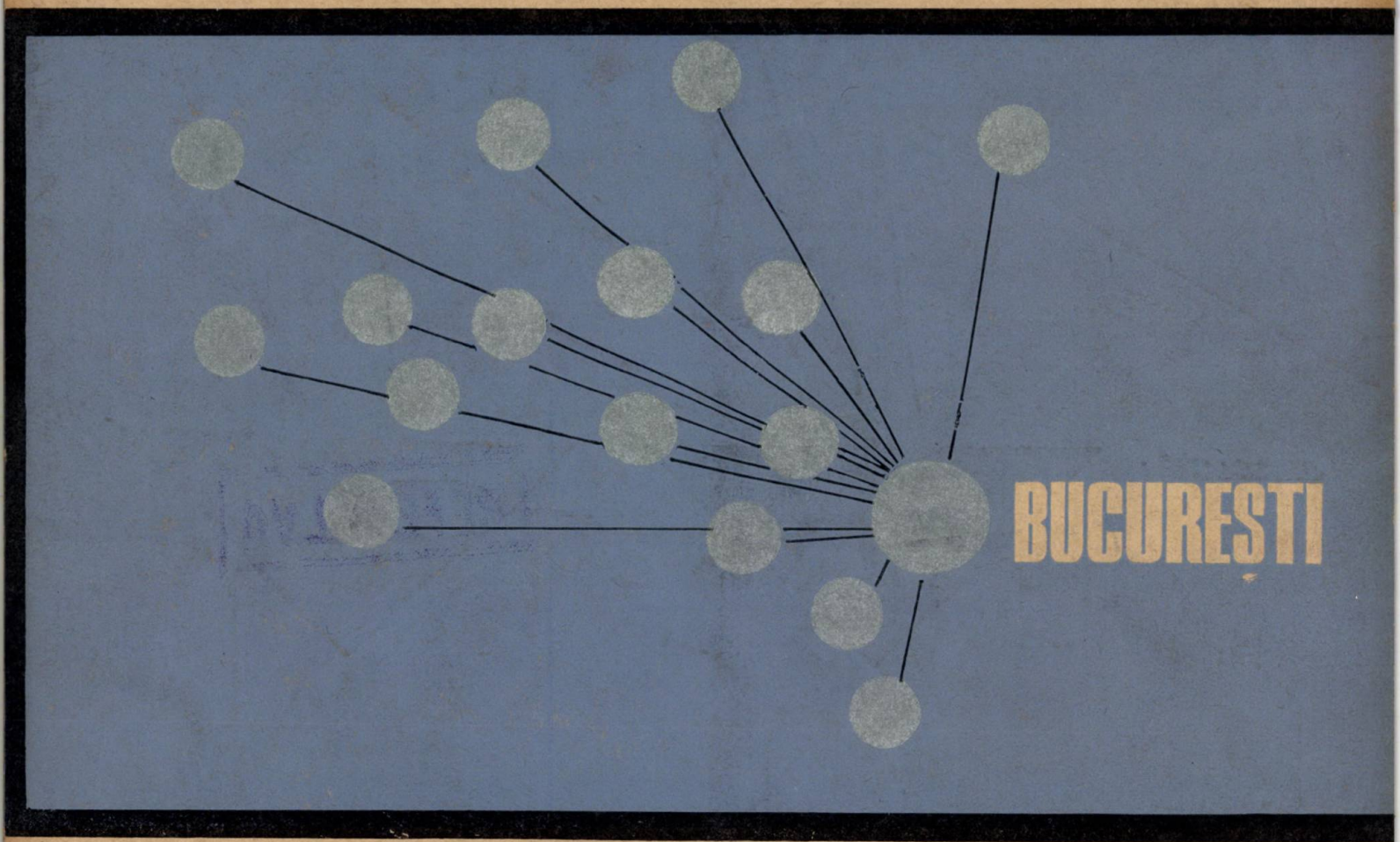


Echipament electric pentru comanda automată cu amplificatoare magnetice și ventile cu siliciu a motoarelor de acționare de curent continuu a instalațiilor de foraj de 75 t.

1967 APR 14

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1967. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:

BULGARIE
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701.

POLOGNE
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

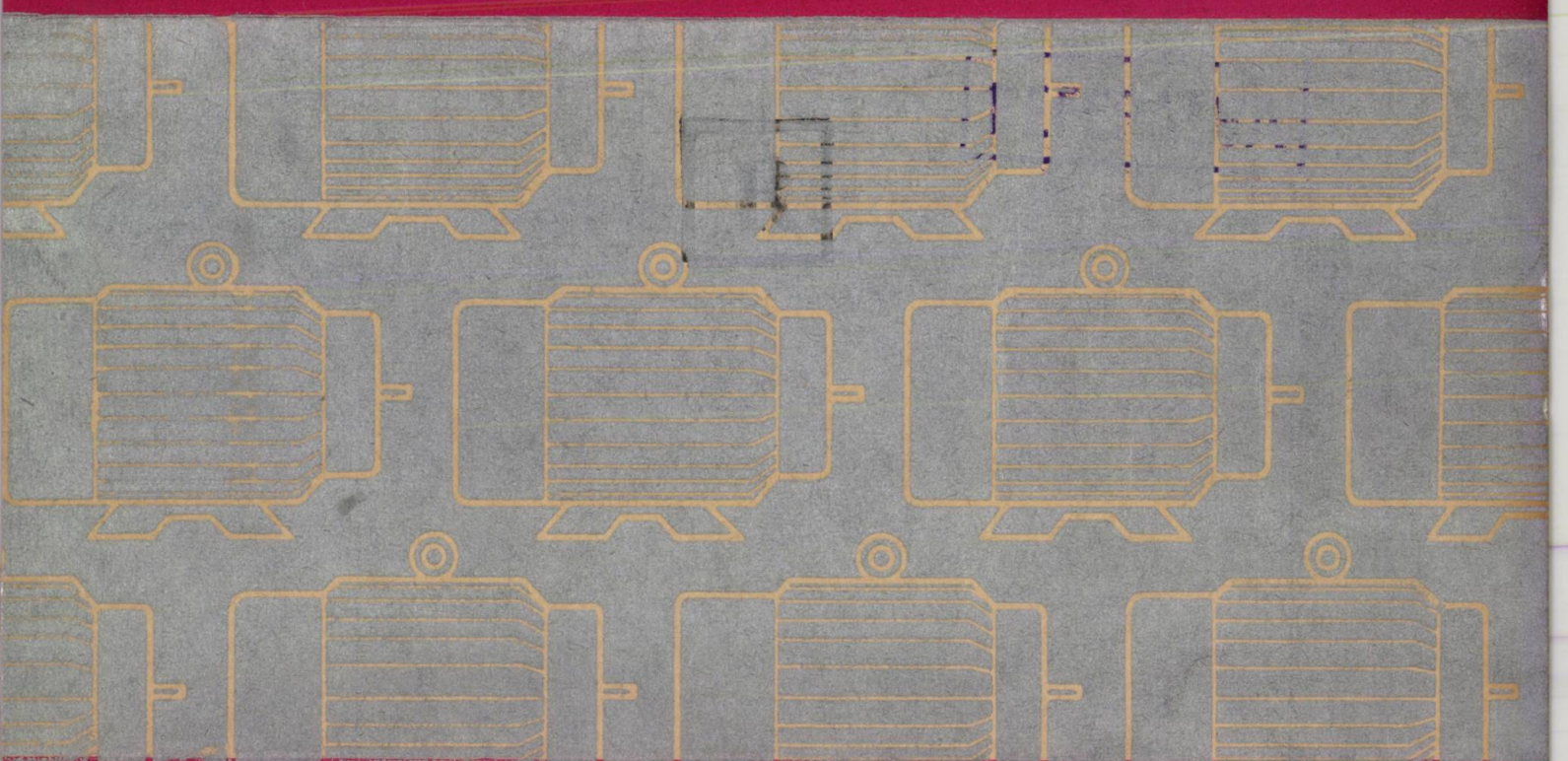
GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E 2040

ELECTROTEHNICA



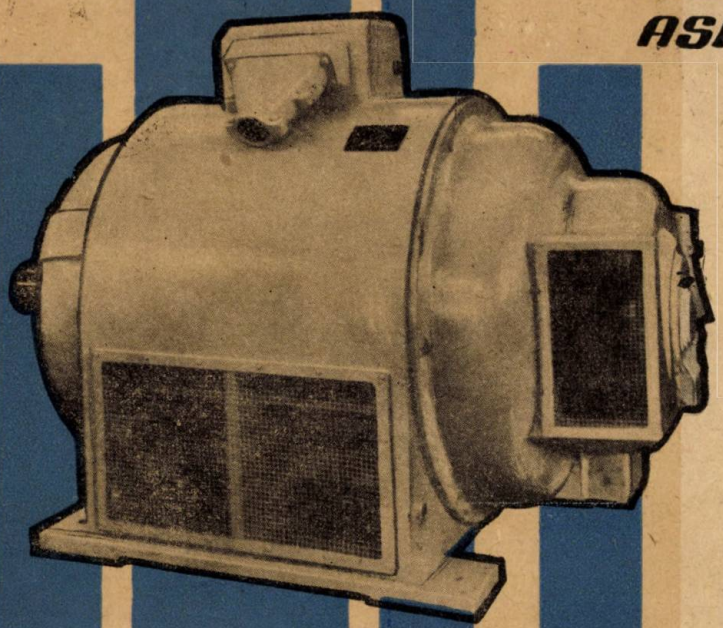
ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 14 ● NR. 11 ● NOIEMBRIE 1966

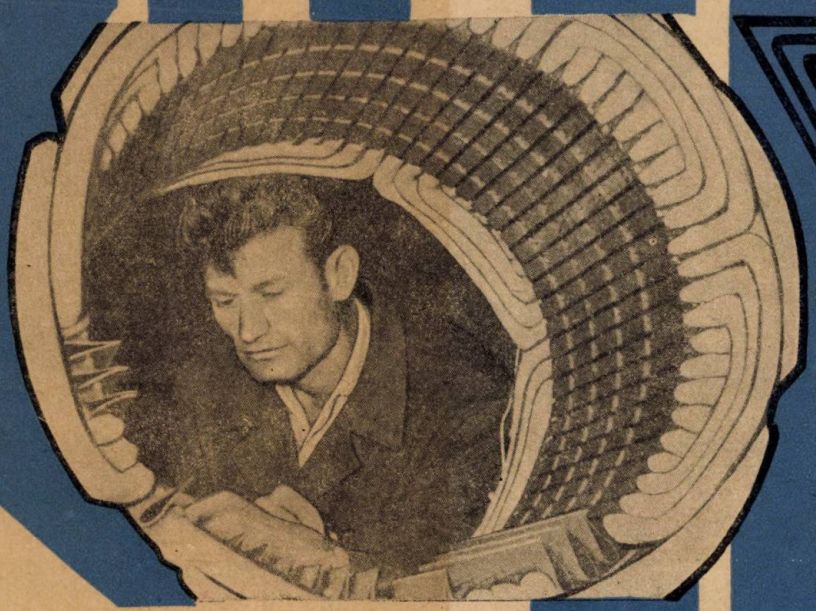
11

pentru orice fel de acționare electrică cu putere necesară peste 100 kW găsiți motorul potrivit

MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE ȘI SINCRONE

în scurtcircuit și cu inele
100-1000 kW, 500-1500 rot/min
normale, protejate,
antigrizutoase, antiexplozive





fabrică

UZINELE ELECTROPUTERE

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 11 București, noiembrie 1966

OSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

Metode și aparatură de măsurare a descărcărilor parțiale în transformatoare

Aurel Avramescu, Chiril Popescu și Mircea Andreescu * — București

CZ 621.3.015.532 : 621.314.2.084

Importanța practică a unor încercări a transformatoarelor la descărcări parțiale se recunoaște în prezent nu numai de beneficiari, ci și de întreprinderile constructoare, dificultatea constînd, în principal, pe de o parte, în stabilirea unor relații univoce între durata de viață a izolației și între intensitatea descărcărilor, iar pe de altă parte, în interpretarea rezultatelor unor măsurări la bornele transformatorului privind fenomenele de descărcare din interiorul izolației. Numai o combinare bine orientată a cercetărilor teoretice cu cele experimentale va putea aduce o clarificare a acestor probleme cu scopul stabilirii unor recomandări sau norme. În lucrarea noastră anterioară [1] ne-am concentrat atenția, mai ales, asupra fenomenologiei și cuprinderii principale ale relațiilor fundamentale. Problema experimentelor este strîns legată de alegerea justă a metodelor și aparatelor de măsură, ceea ce se va discuta în cele ce urmează. Cum organizațiile internaționale de specialitate CIGRÉ și CEI recomandă efectuarea de experimente și cum aparatura necesară, în principal electronică, ne este accesibilă, în cadrul unei teme de cercetare la I.C.P.E. am trecut la elaborarea și încercarea unor aparate de măsură pe care le prezentăm, împreună cu rezultatele unor măsurări pe viu. Colectivul din laboratorul U.E.P.C., care continuă cercetările, va completa informarea celor interesați.

1. Analiza metodelor de măsurare

Natura metodei și a instrumentelor de măsurare a descărcărilor parțiale depinde de mărimea ce se determină. Așa cum se arată într-un articol publicat anterior de autori [1], mărimile ce se recomandă a fi măsurate pentru a caracteriza descărcările parțiale în izolanți sînt:

— mărimea aparentă (q) a impulsului unei descărcări parțiale și frecvența de repetiție (n) a impulsurilor;
— curentul de descărcare mediu (I);
— debitul pătratic (D);
— energia descărcării (W);
— puterea impulsului de descărcare (P).

A rezultat deci, pentru măsurarea acestor mărimi, o întreagă gamă de metode și instrumente utilizate în tehnica mondială. Această gamă este mărită încă de diversele soluții adoptate în ceea ce privește poziția relativă a sursei, obiectului de încercat și instrumentului de măsurat. Un tablou, deși incomplet, însă suficient pentru a crea o imagine asupra diversității metodelor și instrumentelor utilizate la determinarea descărcărilor parțiale, se dă în literatură [2].

În discuțiile duse în cadrul Comitetului de studiu nr. 12 transformatoare, CIGRÉ [3], s-a ajuns la concluzia că metodele ce se utilizează în mod curent la determinarea descărcărilor parțiale în transformatoare se pot grupa în următoarele categorii:

— metode bazate pe măsurarea factorului de putere cu ajutorul punților;
— metode bazate pe măsurarea pierderilor cu wattmetrul;
— metode bazate pe măsurarea debitului pătratic și curentului mediu de descărcare în legătura la pămînt a obiectului de încercat;
— metode bazate pe măsurarea debitului pătratic și curentului mediu de descărcare în legătura la pămînt a condensatorului de blocaj.

În cele ce urmează se vor arăta succint principiile acestor categorii de metode și se va analiza modul în care fiecare categorie poate reflecta solicitările reale la care sînt supuse

* Acad. dr. doc. șt. tehn. *Aurel Avramescu* este director general al Centrului de documentare științifică al Academiei Republicii Socialiste România, ing. *Chiril Popescu* este șeful laboratorului de tehnica tensiunilor înalte din I.C.P.E., iar ing. *Mircea Andreescu* este cercetător principal la laboratorul aparate electronice de măsură din I.C.P.E.

transformatoarele, datorită descărcărilor parțiale. Pentru măsurarea descărcărilor parțiale mai există metode bazate pe metode neelectrice, fie prin măsurarea nivelului de zgomot produs de descărcări [4], [5], fie prin observarea cu ochiul liber a efectului luminescent al descărcărilor [4], [6], fie prin metode chimice [7]. Aceste metode nu vor fi tratate aici, deoarece își au o aplicare foarte restrînsă la studiul descărcărilor parțiale în transformatoare.

1.1. *Metode bazate pe măsurarea factorului de putere cu ajutorul punții*

O metodă de măsură dezvoltată mai mult în Franța [8], Germania [9] și R. S. Cehoslovacă [10] constă, în principiu, în a realiza pe

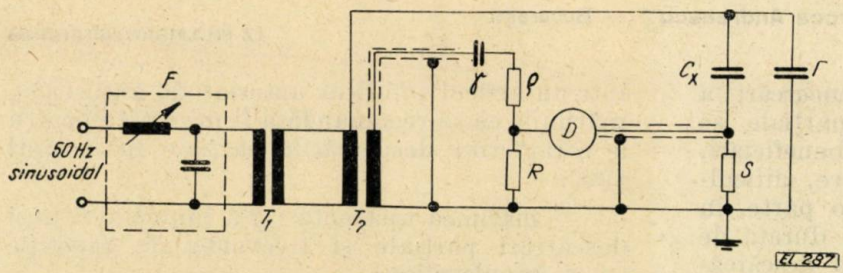


Fig. 1. Schema pentru măsurarea pierderilor datorite descărcărilor parțiale prin metodele de punte :

T_1 — transformator ridicător ; T_2 — transformator de tensiune ; C_x — capacitatea de încercat ; Γ — capacitatea de scurtcircuitare a impulsurilor ; S — șunt ; D — aparat de zero ; F — filtru.

o punte derivată din puntea Schering obișnuită două echilibrări succesive. O primă echilibrare se realizează cu ajutorul unui galvanometru de rezonanță montat în diagonala de măsurare a punții, obținîndu-se pentru capacitatea și tangenta unghiului de pierderi a obiectului de încercat valorile C_1 și tg δ_1. Cea de-a doua se realizează înlocuind galvanometrul de rezonanță cu un oscilograf catodic cu amplificator simetric cu bandă largă, obținîndu-se valorile C_2 și tg δ_2. Se demonstrează [8] că, în ipoteza alimentării cu tensiune sinusoidală, prin prima echilibrare a punții se măsoară componenta de 50 Hz a tuturor pierderilor, iar prin a doua echilibrare se măsoară componenta de 50 Hz a pierderilor de conducție și polarizație, deci pierderile totale datorită descărcărilor parțiale sînt date de relația :

$$P_i = U^2 \cdot \omega \, (C_1 \operatorname{tg} \delta_1 - C_2 \operatorname{tg} \delta_2). \qquad (1)$$

Schema de principiu a metodei de măsurare se vede în figura 1.

Rolul capacității Γ în schemă este atît de a împiedica componentele de înaltă frecvență să intre în celălalt braț al punții prin capacitățile parazite ale transformatorului T_2, cît și de a defini constanta de timp a descărcărilor. Valoarea capacității Γ trebuie să fie mare în raport cu cea a obiectului de încercat. În rest, toate celelalte elemente trebuie astfel construite încît să se asigure inductivități și capacități parazite minime. Circuitul C_x, S trebuie să fie cît mai compact, masa generală a punții conectîndu-se la borna șuntului.

Pe baza aceluiași principiu s-au realizat noi scheme de punți care nu cer neapărat o sursă perfect sinusoidală pentru alimentarea lor [8], [11], dîndu-se totodată și fundamentarea lor teoretică [11], [12].

O primă critică ce se poate face metodelor bazate pe măsurarea factorului de putere cu punțile este aceea că rezultatul se obține prin diferența a două măsurări, fapt care duce la erori mari atunci cînd rezultatele acestor două măsurări sînt comparabile ca mărime, deci pentru valorile aflate în apropierea pragului de descărcări parțiale. Pentru cazurile în care descărcările parțiale sînt intense, impulsurile se suprapun, făcînd imposibilă observarea componentei de 50 Hz.

1.2. *Metode bazate pe măsurarea pierderilor cu wattmetrul*

Metoda de măsură dezvoltată și utilizată în R. S. Cehoslovacă [13], [14] are schema de principiu din figura 2. Wattmetrul din schemă are bobina de curent alimentată cu un curent sinusoidal de valoare cunoscută și constantă. Bobina sa de tensiune este alimentată de căderea de tensiune la bornele R, filtrată de filtrul trece sus F, care elimină componenta de 50 Hz și amplificată de amplificatorul A.

Căderea de tensiune R se presupune proporțională cu nivelul de descărcări parțiale din obiectul de încercat. Rolul detectorului D este de a reconstitui aproximativ componenta de 50 Hz, care poartă energia de ionizare. Pierderile prin ionizare sînt date de suma măsurărilor făcute cu wattmetrul pentru fiecare din cele două polarități ale detecției liniare.

Față de măsurările ce utilizează puntea, metodele care utilizează wattmetrul au ca avantaj

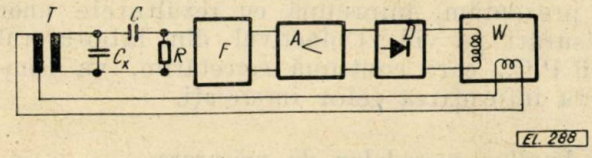


Fig. 2. Schema pentru măsurarea pierderilor datorite descărcărilor parțiale prin metoda wattmetrului :

T — transformator de alimentare ; C_x — capacitatea de încercat ; RC — circuit derivator ; F — filtru trece sus ; A — amplificator ; D — detector liniar ; W — wattmetru.

faptul că timpul de punere în funcțiune este mic, citirea aparatului este directă și deci măsurarea fiind rapidă, izolantul poate fi încărcat pentru acest timp cu tensiune înaltă [13]. Metodele wattmetrice se bazează însă pe

aproximații nu prea riguroase și precizia măsurării nu se poate verifica în cursul încercării [2].

Aceste metode, ca și cele ce utilizează punțile, nu reflectă în mod obiectiv fenomenele ce au loc în izolantul în care apar descărcări parțiale. S-a constatat, de exemplu, că pentru aceeași enegie consumată de descărcările parțiale, materialele izolante se degradează cînd amplitudinile descărcărilor sînt mai mari [2]. În transformatoarele mari, la care solicitările prin descărcări parțiale sînt întinse pe un volum mare, pot apare pentru energii și puteri mici solicitări mari locale, care duc la degradarea izolației sau pentru energii și puteri mari, solicitări mici uniform distribuite și nepericuloase pentru izolație. De aceea, metodele bazate pe utilizarea punților și a wattmetrului au o aplicație restrînsă la transformatoare mici [2] și la dielectrici lichizi [15]. Aceasta a fost de altfel și concluzia rezultată în urma discuțiilor duse la CIGRÉ [3], menționîndu-se totodată că cele mai sensibile și rapide metode sînt metodele de măsurare a curentului de descărcare mediu sau a mediei în legătura la pămînt a obiectului de încercat sau a condensatorului de cuplaj.

1.3. *Metode bazate pe măsurarea debitului pătratic și curentului mediu de descărcare în legătura la pămînt a obiectului de încercat*

Metoda, a cărei schemă se vede în figura 3, este recunoscută ca una dintre metodele cele mai răspîndite [3]. Obiectul de încercat este conectat la sursa de înaltă tensiune printr-o impedanță de blocaj Z, pentru frecvențele înalte. Instrumentul de măsură este conectat în paralel pe o impedanță de măsură Z_m, montată între borna de pămînt a obiectului de încercat C_x și pămînt. În cazul în care obiectul de încercat prezintă o capacitate mică în raport cu capacitatea parazită a circuitului de încercare, capacitatea de blocaj C_k poate fi suprimată [16]. În figura 3, *b* se vede schema metodei în cazul în care transformatoarele sînt dotate cu treceri tip capacitiv, drept capacitatea C_k din schema 3, *a*, utilizîndu-se chiar capacitatea trecerii. Capacitatea C_x din schema 3, *a* este capacitatea de impuls a înfășurării transformatorului. Schema din figura 3, *b* este executată în cazul încercării cu tensiune aplicată. În cazul încercării cu tensiune indusă, impedanța Z și sursa de tensiune U își pierd semnificația. În acest caz însă, pentru a se reduce perturbațiile sursei de alimentare, este recomandabil să se utilizeze un filtru trece jos în primar. În cazul acestei scheme se demonstrează [17] că, în ipoteza că descărcările parțiale se transmit de-a lungul înfășurării unui transformator cu galeți plați numai prin capacități, sarcina ce traversează instrumentul de măsură q și tensiunea la

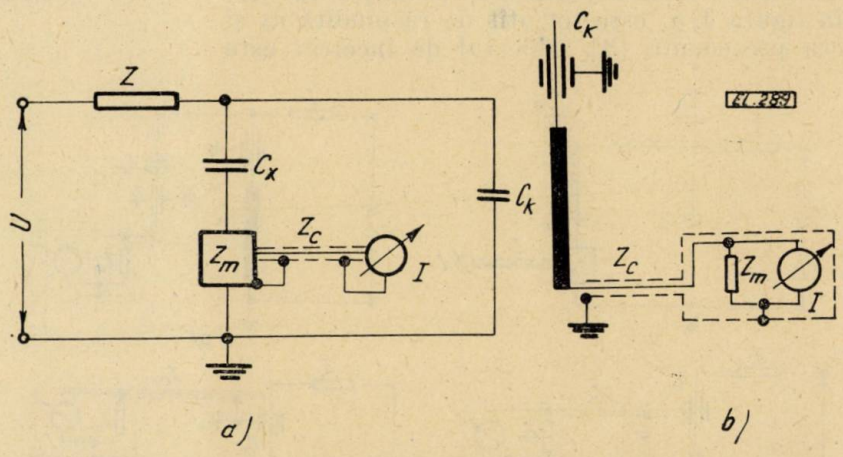


Fig. 3. Schema pentru metodele bazate pe măsurări în legătura la pămînt a obiectului de încercat:

a — în cazul general; *b* — în cazul transformatoarelor; Z — impedanța de blocaj a frecvențelor înalte; C_x — capacitatea de încercat; C_k — capacitatea de blocaj; Z_m — impedanța de măsură; Z_c — impedanța cablului de măsură; I — aparatul de măsură.

bornele instrumentului de măsură U_{max} sînt date de expresiile:

$$q = q_e = UC_n \, e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}} \tag{2}$$

și

$$U_{max} = U_e = \frac{UC_n}{\sqrt{CK}} \cdot e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}}, \tag{3}$$

unde U este valoarea de vîrf a descărcării parțiale dintr-un anumit loc al înfășurării;

C — capacitatea derivație a fiecărui galet;

K — capacitatea serie a fiecărui galet;

n — numărul de galeți (crescător de la locul descărcării înspre instrumentul de măsură);

U_e și q_e — valoarea de vîrf, respectiv sarcina descărcării transmisă la capătul înfășurării, la care este legat instrumentul de măsură.

De asemenea, durata impulsului ce apare pe instrumentul de măsură este:

$$\tau = R_0\sqrt{CK}, \tag{4}$$

unde $R_0 = Z_m$ este impedanța de măsură.

Expresiile (2)—(4) sînt corecte pentru cazul teoretic al asimilării unui impuls de descărcare

parțială cu descărcarea în circuit a unui condensator de capacitate $C_n \ll \sqrt{CK}$ încărcat la tensiunea U.

1.4. Metode bazate pe măsurarea debitului pătratic și curentului mediu de descărcare în legătura la pămînt a condensatorului de blocaj

Metoda, a cărei schemă de principiu se vede în figura 4, *a*, este tot atît de răspîndită ca și cea precedentă [3]. Obiectul de încercat este

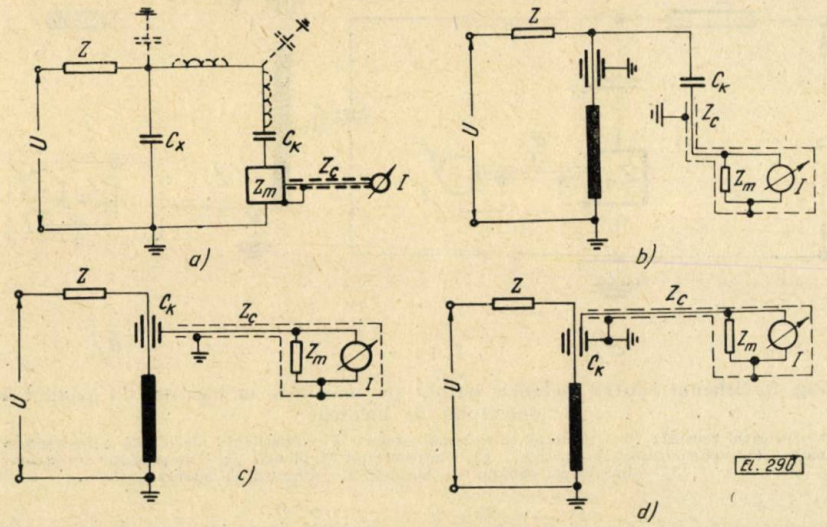


Fig. 4. Schema pentru metodele bazate pe măsurări în legătura la pămînt a condensatorului de blocaj (cu linii subțiri întrerupte sînt figurate elementele parazite):

a — în cazul general; *b* — metoda NEMA la transformatoare; *c* — metoda primului electrod; *d* — metoda celui de-al doilea electrod; z — impedanța de blocaj a frecvențelor înalte; C_x — condensatorul de măsurat; C_k — capacitatea de blocaj; Z_m — impedanța de măsură; Z_c — impedanța cablului de măsură; I — aparatul de măsură.

conectat la sursa de înaltă tensiune printr-o impedanță de blocaj Z, pentru frecvențe înalte. Instrumentul de măsură este conectat în paralel pe o impedanță de măsură Z_m, montată între borna de pămînt a condensatorului de blocaj C_k și pămînt.

Schema de principiu din figura 4, *a* s-a aplicat la transformatoare, în următoarele trei variante:

— metoda NEMA, care utilizează un condensator de blocaj cu capacitatea $C_k \geqslant 1\,000$ pF (fig. 4, *b*);

— metoda primului electrod, la care capacitatea de blocaj este chiar capacitatea trecerii, legătura la instrumentul de măsură făcîndu-se la primul electrod al trecerii, electrod ce trebuie deconectat de la pămînt (fig. 4, *c*);

— metoda celui de-al doilea electrod, la care capacitatea de blocaj este constituită de o fracțiune din capacitatea trecerii, legătura la instrumentul de măsură făcîndu-se la al doilea electrod al trecerii, primul electrod fiind legat la pămînt (fig. 4, *d*).

Se demonstrează [17] că, în ipoteza că descărcările parțiale se transmit de-a lungul înfășurării unui transformator cu galeți plați numai prin capacități, valorile sarcinii q, ale tensiunii U_{max} și ale duratei impulsurilor ce traversează instrumentul de măsură sînt date de expresiile de mai jos.

Pentru metoda NEMA (fig. 4, *b*):

$$q = q_e \frac{1}{1+\frac{C_0+\sqrt{CK}}{C_N}} = U\frac{C_n}{\sqrt{CK}} e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}} \frac{1}{1+\frac{C_0+\sqrt{CK}}{C_N}}, \quad (5)$$

$$U_{max} \approx U_e \frac{1}{1+\frac{C_0}{\sqrt{CK}}} = U\frac{C_n}{\sqrt{CK}} e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}} \frac{1}{1+\frac{C_0}{\sqrt{CK}}}, \quad (6)$$

$$\tau = R_0\sqrt{CK}\cdot\frac{1+\frac{C_0}{\sqrt{CK}}}{1+\frac{C_0+\sqrt{CK}}{C_N}}, \quad (7)$$

cu notațiile de la relațiile (2), (3), (4) și în plus:

C_0 — capacitatea trecerii;

C_N — capacitatea de blocaj.

Pentru metoda primului electrod (fig. 4, *c*):

$$q = q_e \frac{1}{1+\frac{\sqrt{CK}}{C_0}} = UC_n e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}} \cdot \frac{1}{1+\frac{\sqrt{CK}}{C_0}}, \quad (8)$$

$$U_{max} = U_e = \frac{UC_n e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}}}{\sqrt{CK}}, \quad (9)$$

$$\tau = R_0\sqrt{CK}\cdot\frac{1}{1+\frac{\sqrt{CK}}{C_0}}. \quad (10)$$

Pentru metoda celui de-al doilea electrod (fig. 4, *d*):

$$q \approx q_e \frac{1}{1+\frac{\sqrt{CK}}{C_0}} = UC_n e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}} \cdot \frac{1}{1+\frac{\sqrt{CK}}{C_0}}, \quad (11)$$

$$U_{max} \approx U_e \frac{1}{m\left(1+\frac{C_0}{\sqrt{CK}}\right)} = U\frac{C_n}{\sqrt{CK}} e^{-n\sqrt{\frac{C}{K}}} \cdot \frac{1}{m\left(1+\frac{C_0}{\sqrt{CK}}\right)}, \quad (12)$$

$$\tau = R_0 C_0 m, \quad (13)$$

unde, în plus, m este numărul de foi din care este compusă trecerea capacitivă.

Expresiile (5)—(13) sînt corecte pentru cazul teoretic al asimilării unui impuls de descărcare parțială cu descărcarea în circuit a unui condensator de capacitate $C_n \ll \sqrt{CK}$, încărcat la tensiunea U.

1.5. Compararea metodelor bazate pe măsurarea debitului pătratic și curentului mediu de descărcare

O comparare teoretică a celor două metode se poate face pe baza relațiilor (2)—(13), de unde rezultă că metoda bazată pe măsurarea în legătura la pămînt a obiectului de încercat (fig. 3) are cea mai mare sensibilitate, deoarece $U_{max} = U_e$, $q = q_e$ și τ este de ordinul nanosecundelor. Ținînd însă seamă că, practic, descărcările parțiale apar, în special, spre borna de intrare a înfășurării de studiat, rezultă o reducere exponențială destul de importantă a sensibilității, în ipoteza în care s-au dedus expresiile (2)—(13), adică luînd în considerare numai transferul capacitiv al impulsurilor.

Este interesant de subliniat că valoarea sarcinilor în toate schemele din figurile 3 și 4 sînt sensibil egale.

Comparînd din punctul de vedere al realizării practice a schemelor de măsurare se observă că schemele care utilizează condensatoare de blocaj (fig. 3, *b* și 4, *b*) impun necesitatea existenței unui condensator de peste 1 000 pF, care la tensiuni egale cu tensiunile de încercare, trebuie să fie lipsit de descărcări parțiale. Din acest punct de vedere sînt avantajoase schemele ce utilizează drept condensator de blocaj chiar trecerea capacitivă a transformatorului (fig. 4, *c* și 4, *d*). În acest caz însă scade sensibilitatea metodei și intervine, ca problemă grea de rezolvat, separarea descărcărilor interne de cele externe, principala sursă de descărcări externe fiind chiar trecerea [18].

În concluzie rezultă că metodele bazate pe măsurarea debitului pătratic și curentului mediu de descărcare sînt comparabile din punctul de vedere al sensibilității de măsură, alegerea uneia sau alteia fiind condiționată de următorii factori de natură practică [19]:

— materialul disponibil pentru realizarea schemei (existența condensatoarelor cu capacități peste 1 000 pF, fără pierderi la tensiunea de încercare sau existența trecerilor capacitive);

— posibilitatea de acces la borna dinspre pămînt a înfășurării. Este preferabil să se utilizeze posibilitatea conectării impedanței de măsură între această bornă și cuvă, deoarece astfel se evită transformarea cuvei în antenă care culege perturbații exterioare.

2. Principiile de bază ale aparatelor de măsură

Deoarece pentru încercarea transformatoarelor, metodele bazate pe măsurarea descărcărilor parțiale în legătura la pămînt a obiectului de încercat și a condensatorului de blocaj sînt cele mai răspîndite în prezent [3], în cele ce urmează se vor trata numai aparatele ce se utilizează în cadrul acestor metode. Ele se împart în trei categorii, după mărimea măsurată:

— aparate pentru măsurarea sarcinii q;

— aparate pentru măsurarea curentului de descărcare mediu;

— aparate pentru măsurarea debitului pătratic D.

2.1. Aparate pentru măsurarea sarcinii q

Impulsul de curent generat de injectarea sarcinii q, care definește o descărcare elementară [1] între bornele obiectului încercat printr-o impedanță foarte mare (de exemplu, o capacitate mică), dă naștere la bornele acestui obiect, la o mică variație de tensiune și deci la o circulație de curent în diferitele laturi ale circuitului de încercare, una din ele fiind și impedanța de măsură Z_m. Impulsul injectat poate fi simulat prin impulsuri de curent ideale avînd forma unei funcții Dirac. Datorită însă influenței circuitului de încercare și, în special, capacității de blocaj, impedanței de măsură și a elementelor parazite (fig. 4, *a*), impulsul de curent ce parcurge impedanța de măsură nu are aceeași formă cu impulsul injectat.

Raportul dintre impulsul q_m măsurat de instrument și impulsul q al descărcării parțiale este dat de relația:

$$\frac{q_m}{q} = \frac{1}{1 + \frac{C_x}{C_k}}, \tag{14}$$

în cazurile în care [16]:

— frecvența superioară a benzii de trecere f_2 a instrumentului este suficient de joasă, adică se respectă condiția:

$$\tau_1 f_2 \leqslant 0{,}03; \tag{15}$$

— frecvența inferioară a benzii de trecere f_1 a instrumentului este suficient de ridicată, adică se respectă condiția:

$$\tau_2 f_1 \geqslant 1{,}2; \tag{16}$$

— filtrul cu bandă de trecere are o tăiere suficient de netă pentru frecvențele joase.

Cu notațiile din figura 4 se poate scrie:

$$\tau_1 = Z_m \frac{C_x C_k}{C_x + C_k}, \tag{17}$$

$$\tau_2 = Z_m C_m, \tag{18}$$

C_m fiind capacitatea între primul și al doilea electrod al trecerii:

$$\tau_2 = Z (C_x + C_k). \tag{19}$$

Îndeplinirea condiției (15) dă posibilitatea evitării influenței frecvențelor parazite din

circuit și permite integrarea adecvată a impulsurilor de-a lungul lui Z_m. Indeplinirea condiției (16) permite la circuitele similare cu cel din figura 3, *a*, eliminare efectului reîncărcării prin Z, fapt care ar duce la anularea totală a sarcinii scurse prin Z_m. Ultima condiție contribuie la reducerea influenței surselor de frecvență industrială.

Sarcina q_m este, în general, măsurată prin înregistrarea impulsurilor pe un oscilograf cu baleiaj eliptic prin intermediul unui amplificator. Baleiajul oscilografului este sincronizat cu frecvența tensiunii de încercare, obținîndu-se astfel posibilitatea determinării semiperioadei în cadrul căreia acesta apare. Dacă se notează cu τ constanta de timp a unui impuls aplicat la bornele amplificatorului, deflexia pe oscilograf devine proporțională cu sarcina impulsului, atunci cînd frecvența superioară a benzii de trecere a amplificatorului satisface condiția:

$$f_2 \leqslant \frac{0{,}03}{\tau}. \qquad (20)$$

În cazul unei frecvențe mari de repetiție a impulsurilor, măsurările de sarcină nu se mai pot face, deoarece nu se mai pot deosebi pe oscilografe impulsurile între ele. De aceea, pentru măsurări corecte de sarcină trebuie ca frecvența lor de repetiție să fie de ordinul 50—100 impulsuri pe secundă.

2.2. Aparate pentru măsurarea curentului de descărcare mediu

Pentru măsurarea curentului de descărcare mediu trebuie făcută o detecție liniară. În acest caz instrumentul de măsură este un voltmetru ce măsoară valoarea medie a semnalului primit printr-un filtru cu bandă de trecere și redresat. Pentru eliminarea impulsurilor mici repetate frecvent, similare cu cele ce provin de la zgomotele de fond, aparatul se prevede și cu un discriminator. Filtrul este cu bandă largă, lărgimea benzii trebuind să fie mai mare de $1/n_2$, n_2 fiind frecvența de repetiție a celui mai mare impuls care interesează măsurarea [16].

Pentru ca valoarea medie a semnalului redresat să fie proporțională cu curentul de descărcare mediu trebuie ca frecvența de repetiție a impulsurilor să nu fie atît de mare încît să nu poată fi considerate distincte. În acest scop, lărgimea benzii trebuie să fie cît mai mare [19]. Această condiție se opune însă condiției de sensibilitate a măsurării, care în cazul unei benzi prea largi este mult afectată de semnalele zgomotului de fond inerente oricărei aparaturi și de zgomotul parazit extern. Este adevărat că pentru înlăturarea perturbațiilor exterioare se pot lua anumite măsuri (ecranarea laboratoarelor de încercări și filtrarea surselor de alimentare), însă acestea sînt costisitoare. S-a ajuns la concluzia că o lărgime de bandă cuprinsă între frecvențele 30 kHz și 3 MHz este satisfăcătoare [3]. Contradicția aceasta între cerințele valabilității și sensibilității măsurărilor se înlătură la aparatele pentru măsurarea debitului pătratic.

2.3. Aparate pentru măsurarea debitului pătratic

Pentru măsurarea debitului pătratic se utilizează ca instrument indicator un voltmetru conectat la un filtru cu bandă de trecere, acordat la o frecvență destul de joasă.

Principiul aparatului este fundamentat teoretic pe baza proprietăților pe care le are spectrul transformatei Fourier a curentului datorită descărcării parțiale:

$$G_{(j\omega)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} i(t)\, e^{-j\omega t}\, dt \qquad (21)$$

și aria pătratică a acestui spectru:

$$A = \int_0^{\infty} |G|^2\, d\omega, \qquad (22)$$

demonstrîndu-se că [2]:

$$A = \left(\frac{1}{\pi}\right)^2 \int_0^{\infty} i^2(t)\, dt, \qquad (23)$$

adică aria este proporțională cu debitul pătratic.

O altă fundamentare teoretică a principiului este bazată pe analiza spectrului Fourier a tensiunii semnalului de intrare în instrumentul propriu-zis de măsură [20], [21]. Se demonstrează [19] că valoarea medie a pătratului acestui semnal este dată de relația:

$$\overline{v_s^2}(t) = \frac{D}{\pi}\int_0^{\infty} F^2(\omega)\, d\omega, \qquad (24)$$

unde D este debitul pătratic al sarcinilor aparente datorită descărcărilor parțiale; $F(\omega)$ este funcția de transfer a rețelei liniare totale dintre

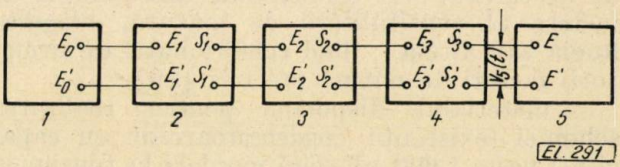


Fig. 5. Schema-bloc a unui lanț de măsurare de descărcări parțiale:

1 — sursa fictivă a semnalului echivalent cu descărcările parțiale; *2* — cvadripolul obiectului de încercat; *3* — cvadripolul legăturilor; *4* — cvadripolul aparatului de măsură; *5* — instrumentul propriu-zis de măsură.

sursa de descărcări și instrumentul propriu-zis de măsură, compusă din trei cvadripoli reprezentînd obiectul de încercat, linia de legătură și aparatul de măsură (fig. 5).

Pentru cazul în care banda de trecere B_A^0 a aparatului de măsură, acordat pe pulsația ω_0, este suficient de îngustă și aleasă astfel ca în domeniul de frecvențe considerat factorii de

transmisie ai obiectului de încercat (Q_0) și ai aparatului de măsură (Q'_A), cum și coeficientul de legătură (F'_L) al liniei de legătură să fie constanți și egali cu valorile $Q_0(\omega_c)$, $Q'_A(\omega_c)$ și $F'_L(\omega_c)$, se poate scrie [19] că sensibilitatea de măsură a aparatului este dată de relația :

$$\sigma = \sigma_A B_A^Q Q'_A(\omega_c) Q_0^2(\omega_c) F_L'^2(\omega_c), \qquad (25)$$

în care σ_A este un coeficient de sensibilitate propriu instrumentului propriu-zis de măsură.

În expresia (25), prin factor de transmisie a unui cvadripol s-a înțeles raportul dintre curentul de ieșire și curentul de intrare al cvadripolului în scurtcircuit, iar prin coeficient de legătură al liniei de legătură s-a înțeles factorul dat de expresia :

$$F'_L = \frac{Q'_L}{\overline{A}_0^s + \overline{A}_L^e}, \qquad (26)$$

în care $\overline{A}_0^s$ este admitanța complexă a obiectului de încercat văzută de la bornele de ieșire a obiectului, iar $\overline{A}_L^s$ — admitanța complexă a liniei de legătură văzută de la bornele de intrare în această linie.

Din relația (25) rezultă că pentru un anumit aparat de măsură construit (σ_A, B_A^Q și Q'_A (ω_c) constante cunoscute), sensibilitatea măsurării variază în funcție de factorul de transmisie Q_0 al obiectului de încercat și de coeficientul de legătură F'_L al liniei de legătură între obiect și aparatul de măsură.

Experimental, s-a determinat variația factorului de transmisie (Q_0) în funcție de frecvență, pentru transformatoare de tipuri și construcții diferite [19]. Din analizarea curbelor obținute au rezultat trei zone de frecvență caracteristice :

— zona 1, frecvențe sub 10 kHz, Q_0 este constant ;

— zona 2, frecvențe pînă la 200 kHz pentru transformatoare de distribuție și 300 kHz pentru transformatoare de mare putere, este zona rezonanțelor, Q_0 oscilînd cu atît mai mult cu cît frecvența este mai ridicată ;

— zona 3, frecvențe mai mari decît cele de rezonanță, Q_0 este, practic, constant, variind cu ondulații mici în jurul unei valori medii.

Analizîndu-se aceste zone și din punctul de vedere al variației factorului de transmisie în funcție de locul în care se produce descărcarea, s-a tras concluzia că pentru ca sensibilitatea măsurării să nu depindă esențial de obiectul de încercat și să fie cît mai mare, trebuie ca frecvența de acord a aparatului de măsură să fie cuprinsă în zona 3, adică peste 400 kHz.

3. Analiza principiilor de bază ale aparatelor de măsură

Pentru a putea hotărî asupra tipului de aparat ce trebuie utilizat într-o măsurătoare de descărcări parțiale este necesar să se facă o analiză a principiilor lor de bază, luîndu-se în considerație următorii factori :

— influența densității impulsurilor ;
— gradul de obiectivitate al măsurătorii ;
— semnificația măsurătorii.

3.1. Influența densității impulsurilor

Așa cum s-a arătat la punctul 2.1., aparatele de măsurare a sarcinii q cer condiția ca impulsurile să nu se suprapună, fiind foarte sensibile la densitatea impulsurilor. Deoarece puterea de rezoluție a aparatelor de măsură este limitată din punct de vedere practic, rezultă că acest gen de aparate nu poate fi întrebuințat decît la măsurători pe obiecte care prezintă un nivel mic de descărcări parțiale [2].

Aparatele de măsurare a curentului de descărcare mediu, pentru a da rezultate concludente mai ales, în cazul unei densități mari de impulsuri și de amplitudini diferite, trebuie prevăzute cu amplificatoare de bandă largă. Limitările lor au fost arătate la punctul 2.2.

Aparatele de măsurare a debitului pătratic nu sînt aproape de loc influențate de densitatea impulsului și sînt foarte potrivite pentru izolații mari cu descărcări intense.

3.2. Gradul de obiectivitate

Aparatele de măsurare a sarcinii bazate pe oscilografe sînt oarecum subiective, în special dacă se compară vizual impulsurile, datorită dispersiei de amplitudini. Dacă aceste aparate sînt prevăzute și cu un analizor de descărcări, metoda devine perfect obiectivă, însă aparatul capătă mai degrabă aspectul unui aparat de studiu decît de încercări.

Aparatele pentru măsurarea curentului de descărcare mediu și a debitului pătratic sînt perfect obiective și dau o mărime bine definită.

3.3. Semnificația măsurătorilor de descărcări parțiale

Cînd se alege un aparat de măsură trebuie să se analizeze care este parametrul de măsură care caracterizează cel mai bine fenomenul de studiat, în speță care este caracteristica descărcării parțiale cea mai semnificativă din punctul de vedere al degradării izolației.

De la prima vedere rezultă că măsurătorile de sarcină, dînd indicații numai asupra valorii de vîrf a descărcărilor, nu reflectă fidel condițiile de solicitare a izolației, deoarece la aceeași amplitudine de descărcare, izolația este cu atît mai degradată cu cît frecvența descărcărilor crește.

Măsura curentului de descărcare mediu făcută pe o bandă largă de frecvență și utilizînd analizoare de impulsuri poate forma cel mai bine o idee asupra sensului fizic al solicitărilor din transformator [3].

Măsurătorile debitului pătratic sînt și ele suficient de satisfăcătoare, deoarece țin în

primul rînd seamă de descărcările cu amplitudine mare și de densitatea lor [2].

În toate cazurile însă se recomandă să existe și posibilitatea analizării vizuale a impulsurilor pe ecranul unui osciograf, pentru a se putea face distincția între descărcările în aer și cele interne [16] sau să se depisteze dacă există unul sau mai multe focare de descărcări parțiale [3]. De asemenea, cu osciloscopul se ușurează foarte mult lucrările de eliminare a surselor exterioare de descărcări parțiale [2].

Din analiza făcută pe baza celor trei puncte indicate rezultă că cele mai adecvate aparate de măsură sînt cele care măsoară curentul de descărcare mediu (cu bandă largă) și cele care măsoară debitul pătratic (metode selective).

În prezent se duc discuții care compară cele două sisteme de măsurători (cu bandă largă și selectivă).

O primă obiecție ce se aduce instrumentelor selective este aceea că în anumite cazuri (transformatoare cu galeți plați) utilizarea lor duce la diferențe de măsură de la 5/1 la 40/1 în funcție de locul sursei de descărcări parțiale, ca urmare a unor fenomene de rezonanță în înfășurări, pe cînd la măsurătorile pe bandă largă s-au înregistrat diferențe cuprinse între 2/1, la transformatoare mari și 10/1, la transformatoare mici. În cazul încercării înfășurărilor în straturi, indicația aparatelor de măsură a curentului de descărcare mediu nu este influențată de locul descărcării, pe cînd indicația aparatelor de măsură a debitului pătratic variază simțitor cu locul descărcării din cauza decalajelor frecvențelor proprii ale înfășurărilor. Această obiecție adusă metodei selective se transformă însă în avantaj atunci cînd se dorește să se localizeze sediul sursei de descărcări [3].

Contradicțiile între valabilitatea și sensibilitatea metodelor cu bandă largă, discutate la pct. 2.2. sînt unele din dezavantajele acestor metode. Un alt dezavantaj al acestor metode este faptul că sînt mult influențate de perturbațiile radiofonice exterioare. Pentru atenuarea acestor perturbații sînt necesare operații costisitoare de blindaj al laboratoarelor de încercări și de filtrare a surselor de alimentare [19]. S-a menționat totuși că pînă în prezent în laboratoare nu s-au făcut resimțite perturbații mai mari în aparatele cu bandă largă decît în cele selective [3].

În concluziile discuțiilor duse în cadrul CIGRÉ [3] s-a recunoscut că aparatele cu bandă largă, măsurînd curentul de descărcare mediu, reflectă mai bine fenomenul fizic, fără însă să se admită superioritatea în general a acestor aparate față de cele selective. Ulterior s-au susținut cu argumente teoretice și experimentale teze [22], [23], [24] care afirmă că aparatele de măsură trebuie alese în funcție de natura izolației obiectului de încercat. Astfel, dacă izolația este omogenă (de exemplu, transformatoare izolate cu rașini epoxidice) este indicat să se măsoare în bandă largă, iar dacă izolantul este neomogen și cu premisele de a avea multe vacuole (de exemplu, transformatoarele folosind hîrtie impregnată în ulei) este indicat să se măsoare în bandă îngustă debitul pătratic care, după unii cercetători [25], exprimă cel mai corect în aceste cazuri efectul distructiv al descărcărilor parțiale.

În urma acestei analize se poate trage concluzia generală că pentru a conduce în bune condiții o cercetare în domeniul descărcărilor parțiale la transformatoare trebuie create posibilitățile de a face măsurători atît în bandă largă, cît și în bandă îngustă.

4. Etalonarea aparatelor de măsură

Condițiile unei măsurători corecte sînt îndeplinite dacă aparatul de măsură măsoară mărimea dorită, dacă el are sensibilitate suficientă la impulsurile emise de obiectul de încercat și dacă nivelul de zgomot este suficient de mic încît să nu influențeze măsurătorile.

4.1. Etalonarea instrumentului de măsură

Etalonarea instrumentului de măsură este operația de stabilire a relației numerice dintre indicația de ieșire a aparatului de măsură și valoarea mărimii indicate de instrumentul propriu-zis de măsură. Acest lucru se face o dată pentru totdeauna pentru fiecare aparat, repetîndu-se numai cînd este necesar (de exemplu cînd survin reparații sau în cazul verificărilor metrologice periodice).

În primul rînd, metoda de etalonare trebuie să țină seamă de principiul și construcția instrumentului de măsură al aparatului, deci nu se poate stabili o metodă unitară de control, însă o etapă obligatorie este aplicarea la bornele instrumentului a unor impulsuri de amplitudine și frecvență de repetiție cunoscute în întreg domeniul pentru care a fost conceput aparatul [16].

În acest scop se utilizează un generator de impulsuri rectangulare, cu tensiunea de vîrf U_0 și frecvența impulsului f_0. El debitează la bornele instrumentului de măsură, prin intermediul unui mic condensator de cuplaj C_0. În cazul în care durata impulsurilor este mult mai mică decît $1/f_2$, f_2 fiind frecvența superioară limită a aparatului de măsură, atunci etalonarea corespunde aplicării unor impulsuri de amplitudine U_0C_0 și frecvenței de repetiție $n_0 = 2\ f_0$.

4.2. Controlul sensibilității măsurării

Controlul sensibilității măsurării are rolul să stabilească relația numerică dintre indicația instrumentului de măsură și valoarea impulsurilor emise de obiectul de încercat, în condițiile circuitului de măsură utilizat. Acest control trebuie făcut de fiecare dată cînd se schimbă

parametrii circuitului de măsură, de exemplu, obiectul de încercat, linia de legătură dintre obiectul de încercat și aparatul de măsură. Acest control este imperios cerut, în special de aparatele de măsurare a curentului de descăr-

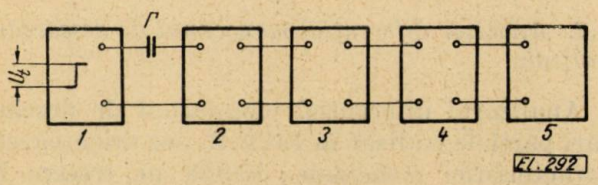


Fig. 6. Schema-bloc pentru determinarea sensibilității aparatului de măsură:

1 — generatorul de impulsuri unitare; *2* — cvadripolul obiectului de încercat; *3* — cvadripolul liniei de legătură; *4* — cvadripolul aparatului de măsură; *5* — instrumentul propriu-zis de măsură; Γ — condensator de capacitate foarte mică.

care mediu, la care valorile măsurate depind de forma funcției de timp a semnalului, care variază în funcție de obiectul de încercat [26].

Schema-bloc a metodei celei mai des utilizate la determinarea sensibilității aparatului de măsură [19] se vede în figura 6.

În cazul propunerilor CEI [16] se recomandă ca impulsurile debitate de generator să aibă o mărime de impuls cunoscută însă arbitrară (q_0) și frecvență de repetiție (n_0) de 100 impulsuri pe secundă. În figura 7 se dau exemple de

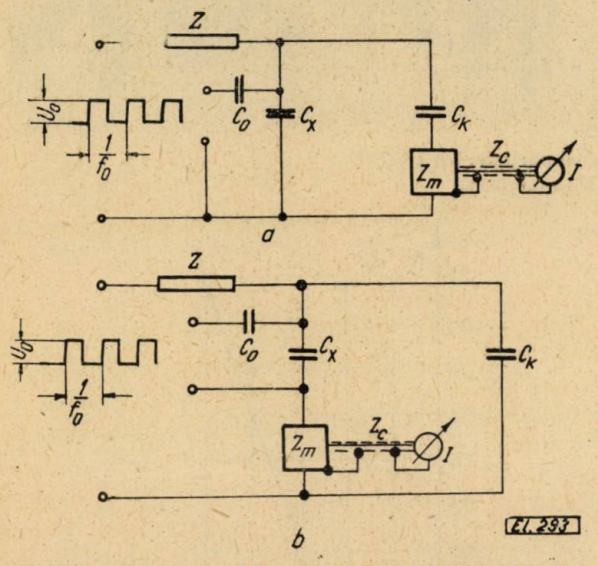


Fig. 7. Schema de etalonare a aparatului de măsură:

a — în cazul măsurării în legătura la pământ a capacității de blocaj; *b* — în cazul măsurării în legătura la pământ a obiectului de încercat; *Z* — impedanța de blocaj a frecvențelor înalte; C_x — condensatorul de încercat; C_k — capacitatea de blocaj; Z_m — impedanța de măsură; Z_c — impedanța cablului de măsură; *I* — aparatul de măsură; C_0 — condensator de capacitate foarte mică.

montaj pentru determinarea sensibilității. Dacă C_0 este mic în comparație cu $\frac{C_x C_k}{C_x + C_k}$ (cu notațiile din figura 7) și dacă timpul de creștere a impulsurilor rectangulare este scurt în raport cu $Z_m \frac{C_x C_k}{C_x + C_k}$ se poate afirma că amplitudinea impulsurilor de etalonare (q_0) este $U_0 C_0$ și frecvența de repetiție (n_0) este 2 f_0.

Sînt propuneri pentru ca frecvența de repetiție a impulsurilor debitate de generator să fie variabilă între 100 și 5 000 impulsuri pe secundă [19] pentru a se putea controla dacă aparatul de măsură nu este obiectul anumitor dispersiuni provocate, la frecvențele joase, de saturația circuitelor electronice, ca urmare a disproporției dintre valoarea de vîrf a semnalului elementar și valoarea medie măsurată, disproporție care crește cu lărgimea benzii de trecere, iar la frecvențele mari, provocate de suprapunerea semnalelor elementare, verificîndu-se astfel puterea de rezoluție a măsurătorilor de valori de vîrf sau medii.

În ultimul timp, generatoarele de impuls au fost înlocuite prin surse de descărcări stabile [18], [27] numite și etaloane de descărcări parțiale [28], [29].

4.3. Controlul nivelului de zgomot

Nivelul surselor de perturbații, care apar în circuitele de măsurare a descărcărilor parțiale depinde, pentru unele, de tensiunea de alimentare (de exemplu, descărcările parțiale în circuitul de încercare), iar pentru altele, nu (comunicațiile radiofonice, electricitatea atmosferică, comutații în circuitele vecine).

Pentru a verifica nivelul de zgomot datorit surselor al căror nivel este independent de tensiune este suficient să se citească indicația aparatelor de măsură în cazul în care circuitul de măsură nu este alimentat.

Pentru a verifica nivelul de zgomot datorit surselor al căror nivel este dependent de tensiune sînt necesare operații mai complicate, cum ar fi înlocuirea obiectului de încercat cu un obiect fără descărcări sau înlăturarea lui din circuit și executarea unei măsurători sub o tensiune cel puțin egală cu tensiunea de încercare. Pentru a depista acest gen de surse se utilizează osciloscopul și observațiile vizuale (fotografice sau auditive).

5. Aparate de măsură utilizate

Pe principiile stabilite s-au executat de către laboratoare sau firme constructoare o serie de aparate, fie pentru măsurarea sarcinii, ca de exemplu aparatul ERA [20], fie pentru măsurarea curentului de descărcare mediu, ca de exemplu analizorul de amplitudine ADICEM [2], analizorul de amplitudine CEM [30] sau analizorul AEG [31], fie pentru măsurarea debitului pătratic, ca de exemplu aparatul executat de LCIE în 1954 [2], fie aparate combinate putînd măsura și în bandă largă și în bandă îngustă, cum este cel realizat de LCIE în 1963 [32].

Bazați pe datele din literatura de specialitate menționată, în I.C.P.E. s-au construit două aparate de măsură, unul selectiv și altul în bandă largă.

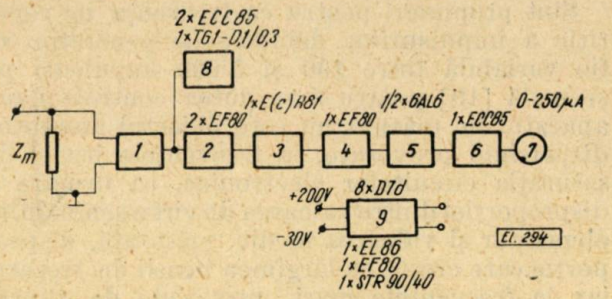
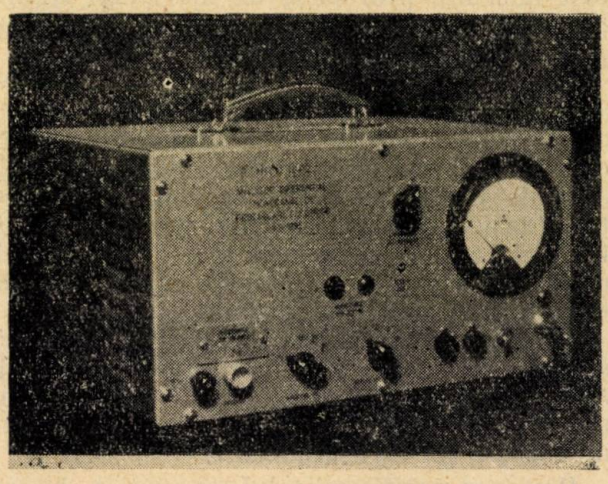


Fig. 8. Schema-bloc a măsurătorului selectiv de descărcări parțiale, tip I.C.P.E. :

1 — atenuator 0—40 dB; *2* — amplificator acordat la 456 kHz; *3* — detector pătratic; *4* — amplificator acordat la 912 kHz; *5* — detector liniar; *6* — amplificator c.c.; *7* — instrument indicator 0—250 μA; *8* — calibrator; *9* — blocul de alimentare.



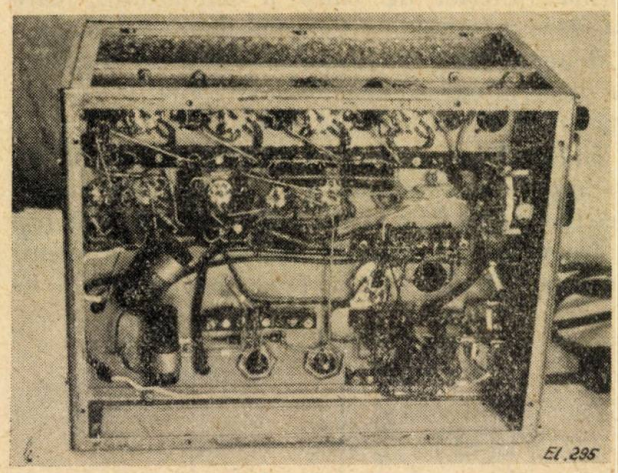


Fig. 9. Măsurător selectiv de descărcări parțiale, tip I.C.P.E. :

a — vedere din față; *b* — vederea cablajului.

5.1. Măsurătorul selectiv de descărcări parțiale

Măsurătorul selectiv de descărcări parțiale realizat în I.C.P.E. are următoarele caracteristici principale: frecvența de racord $f_0 = 456$ kHz; impedanța de intrare 60 Ω; sensibilitatea 12 μV; banda de trecere la 6 dB, ±2 kHz; gama dinamică a nivelelor măsurabile este 40 dB, în trepte de atenuare de cîte 10 dB; calibrarea se face cu impulsuri cu o durată de 150 ns și o perioadă de repetiție de 10 ms; tensiunea de alimentare 220 V ± 10%.

În figura 8 se vede schema-bloc a aparatului, iar în figura 9 se reprezintă o vedere exterioară a aparatului și una interioară.

Etalonarea aparatului s-a făcut cu un semnal sinusoidal nemodulat [33], de frecvență 456 kHz. Din observarea curbei de etalonare reprezentată în figura 10 se deduce că aparatul are o caracteristică de amplitudine pătratică, adică la dublarea nivelului semnalului de intrare, răspunsul în curent continuu crește în raportul 4/1. Pentru diviziuni cuprinse în prima cincime a scalei instrumentului indicator, caracteristica de amplitudine nu mai este pătratică, rezultînd de aici erori mai mari.

5.2. Analizor diferențial monocanal de descărcări parțiale

Analizorul diferențial monocanal de descărcări parțiale realizat în I.C.P.E. are următoarele caracteristici principale: bandă de trecere la 3 dB cuprinsă între 50 kHz și 3,1 MHz; amplificarea semnalului este 10; are cinci canale de limitare pentru discriminatorul diferențial, putînd să măsoare, la atenuare zero, 1,2 — 1,9 mV (canal I); 1,8—2,5 mV (canal II); 2,4—3,1 mV (canal III); 3,1—3,7 mV (canal IV) și 3,7—

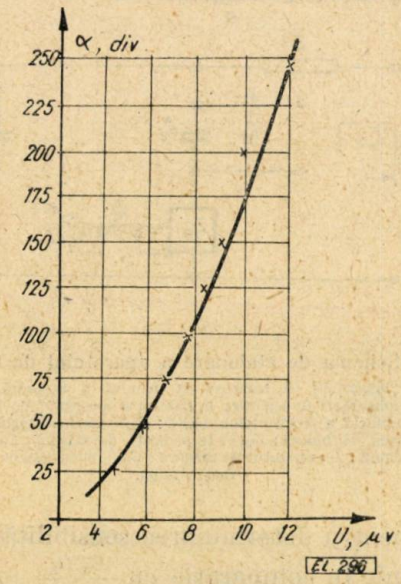


Fig. 10. Caracteristica de amplitudine a măsurătorului selectiv de descărcări parțiale, tip I.C.P.E.

4,3 mV (canal V); cu ajutorul unui atenuator decadic de 80 dB, domeniul de măsură este lărgit pînă la 43 V, capacitatea de măsurare

În figura 11 se vede schema-bloc a aparatului, iar în figura 12 se reprezintă o vedere exterioară a aparatului și una interioară.

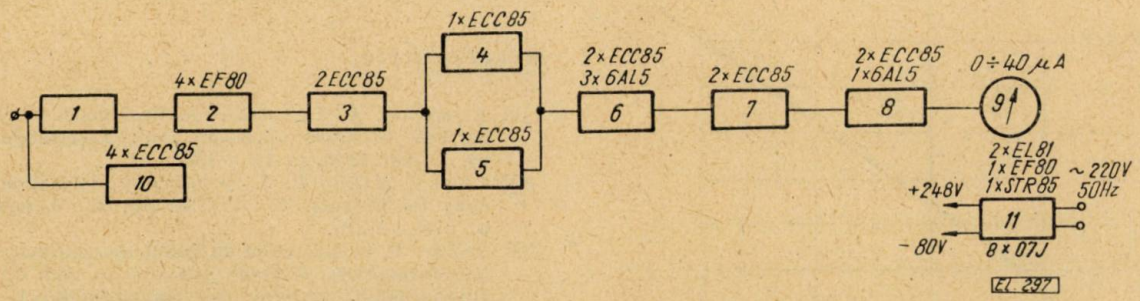
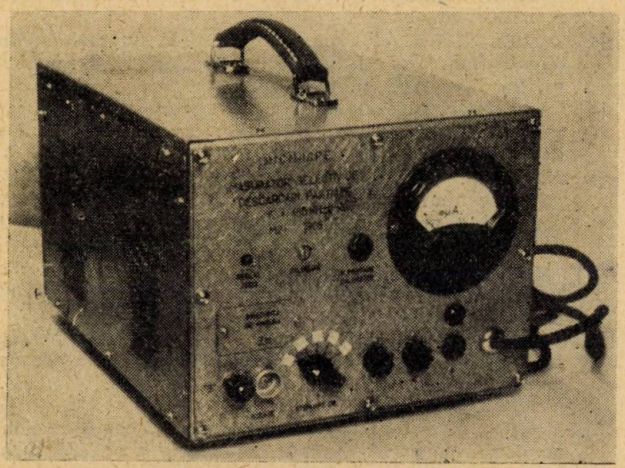


Fig. 11. Schema-bloc a analizorului diferențial monocanal de descărcări parțiale, tip I.C.P.E.:
1 — atenuator decadic 0—80 dB; *2* — amplificator de bandă largă 50 kHz — 3,1 MHz; *3* — etaj de formare a impulsurilor amplificate pentru discriminare; *4* — discriminator de amplitudine pentru nivelul superior; *5* — discriminator de amplitudine pentru nivelul inferior; *6* — etaj de anticoincidență; *7* — etaj de formare a impulsurilor pentru numărare; *8* — etaj pentru măsurarea vitezei de numărare; *9* — microampermetru indicator; *10* — generator de impulsuri pentru etaloanare, 500 impulsuri pe secundă în pachete de cîte 10 impulsuri; *11* — blocul de alimentare.



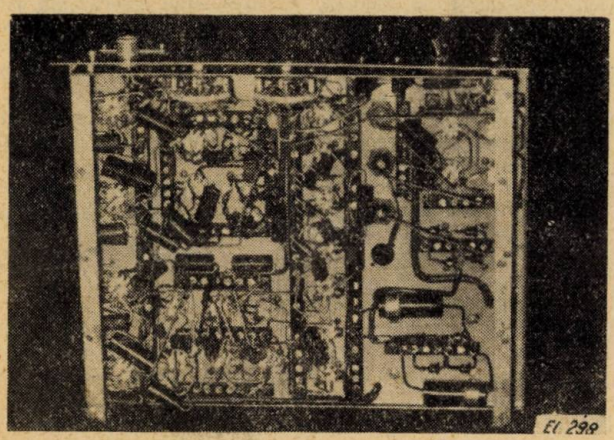


Fig. 12. Analizatorul diferențial monocanal de descărcări parțiale, tip I.C.P.E.:
a — vedere din față; *b* — vederea cablajului.

acoperă în cinci trepte domeniul de la 50 impulsuri pe secundă la 50 000 impulsuri pe secundă.

Etalonarea aparatului s-a făcut atît din punctul de vedere al capacității de numărare, cît și din punctul de vedere al amplitudinii impulsurilor. În figura 13 se văd curbele de etalonare a

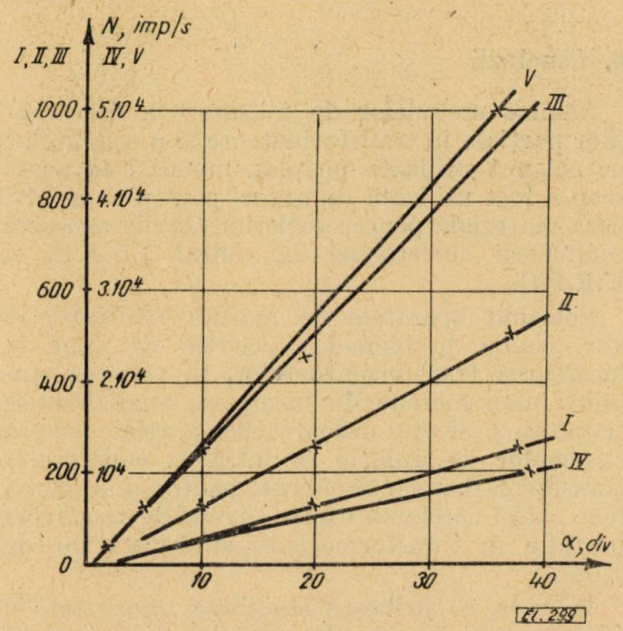


Fig. 13. Curbele de etalonare a capacității de numărare pentru fiecare din cele cinci canale de limitare a discriminatorului analizorului diferențial monocanal de descărcări parțiale, tip I.C.P.E.

capacității de numărare pentru fiecare din cele cinci canale de limitare ale discriminatorului, iar în figura 14 se vede curba de etalonare a amplitudinilor impulsului. Din observarea curbei de etalonare reprezentată în figura 14 se deduce că aparatul are o caracteristică de amplitudine

liniară. Pentru diviziuni cuprinse în primul sfert al scalei instrumentului indicator, caracteristica de amplitudine nu mai este liniară, rezultînd de aici erori mai mari.

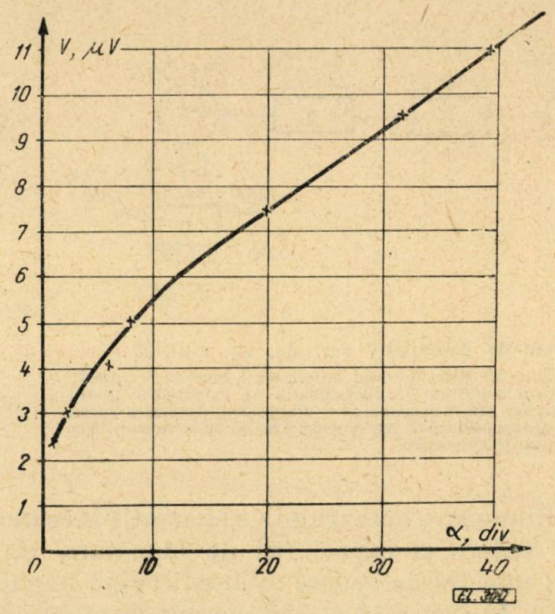


Fig. 14. Caracteristica de amplitudine a analizorului diferențial monocanal de descărcări parțiale, tip I.C.P.E.

6. Concluzii

Analiza metodelor de măsurare a descărcărilor parțiale în transformatoare și a aparatelor de măsură utilizate pe plan mondial în acest scop a fost utilizată de autori pentru a pregăti baza materială pentru experimentările necesare conducerii cercetărilor în cadrul I.C.P.E. și U.E.P.C.

Folosind aparatele de măsură realizate, se vor studia problemele specifice ce apar la încercarea transformatoarelor, în vederea stabilirii unei metode de încercare, analizîndu-se simultan și efectul descărcărilor parțiale asupra sistemelor de izolație ce intră în construcția transformatoarelor moderne, pentru a se putea face astfel corelarea dintre nivelul de descărcări parțiale în transformatoare și durata lor de viață.

În ceea ce privește stabilirea unor metode de încercare, în cursul recentelor discuții duse în cadrul CIGRÉ [34], a rezultat concluzia că toți cercetătorii sînt de acord ca încercarea să se facă cu o tensiune indusă, avînd o valoare puțin mai mare decît tensiunea de lucru față de pămînt, aplicată un anumit timp, în care să se facă măsurători de descărcări parțiale. Nu s-au putut însă stabili nici valorile numerice pentru tensiunea de încercare și durata încercării și nici metoda de măsurare a descărcărilor parțiale.

Toate aceste probleme nerezolvate încă pe plan mondial vor necesita un volum mare de cercetare și experimentări numeroase, la care vor trebui să aducă contribuții și cercetări din institutele și laboratoarele din țara noastră.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* și *Popescu, Ch.* Problemele descărcărilor parțiale în transformatoare. In: Electrotehnica **14**, nr. 5, mai 1966, p. 149—155.

[2] *Fabre, J.* și *Gelez, P. J.* Les mesures d'ionisation gazeuse dans les isolants. In: R.G.E. **42**, nr. 9, sept 1958, p. 131L—140L.

[3] *Aigner, V. O.* Détection de l'effet de couronne dans les transformateurs. Rapport présenté au nom du Comité International d'études des transformateurs, nr. 12, GIGRÉ, 1962, rap. 145.

[4] *Mason, J. H.* Discharge Detection and Measurements. In: Proceeding IEE **112**, nr. 7, iulie 1965, p. 1407—1423.

[5] *Kreuger, G. H.* Jr. Detection and Location of Discharges. Ed. 2-a, Holland, H. v. Nederlandsche Kabelfabriken Delft, 1961.

[6] *Raske, W.* Über zwei Verfahren Gleitentladungen sichtbar zu machen. In: ETZ—A **86**, nr. 11, iulie 1965, p. 377—379.

[7] *Lacoste, R.* Méthodes nouvelles d'étude du phénomène d'ionisation. In: Bull. Soc. Fr. Electns. **8**, vol. 3, nr. 26, febr 1962, p. 118—132.

[8] *Gelez, P. J.* Mesure séparée de pertes par ionisation gazeuse dans un isolant composite. In: Bull. Soc. Fr. Electns. **7**, vol. 7, nr. 76, aprilie 1957, p. 238—244.

[9] *Baumann, E.* Messmethode zur Ionisations-Verlustmessung und Messung des zeitlichen Ablaufes von Entladungsimpulsen bei Wechselspannung. In: ETZ—A **81**, nr. 4, febr 1960, p. 127—129.

[10] *Veverka, A.* și *Chlader, J.* Mùstková uspořádány pro měřeni ionizačnich pochodů. In: Electrotechn. Obz **52**, nr. 2, febr 1963, p. 69—72.

[11] *Dakin, T. W.* și *Malinari, P. J.* A capacitance Bridge Method for Measuring Integrated Corona Charge Transfer and Power Loss per Cycle. In: Trans. A.I.E.E., part. III, **79**, 1960, p. 648—653.

[12] *Veverka, A.* și *Kreisinger, V.* Theoretical considerations on measurement of corona in dielectric. In: Acta technica nr. 3, 1961, p. 225.

[13] *Veverka, A.* și *Chladek, J.* Eine neue Anordnung zur Messung der Leistung bei Ionisationsvorgängen. In: Bull. ASE **49**, nr. 2, febr 1958, p. 45—50.

[14] *Veverka, A.* Zur Problematik der Ionisation. In: Elektrie **17**, nr. 1, ian 1963, p. 4—9.

[15] *Widmann, W.* Beurteilung und Messung der Korona bei Isolationsprüfungen. In: ETZ—A **81**, nr. 23, dec 1960, p. 801—807.

[16] Projet de spécification pour la mesure des décharges partielles dans les appareils à haute tension. CEI, Doc. 42 (Secr.), 9 ian 1964.

[17] *Hylten-Cavallius, N.* și *Fryxell, J.* Effet de couronne dans les transformateurs de puissance et problèmes d'essai correspondants. CIGRÉ, 1962, rap. 104.

[18] *Gänger, B., Siemens, W.* și *Vorwerk, J. H.* Ionisation interne dans les transformateurs (de puissance et de mesure) et mesure des perturbations radiophoniques qui en résultent. CIGRÉ, 1962, rap. 111.

[19] *Knops, R.* și *Moreau, L.* La mesure de l'intensité de décharges partielles dans les transformateurs. In: R.G.E. **46**, nr. 12, dec 1962, p. 297L—316L.

[20] *Renaudin, D.* Appareils de mesure de l'ionisation dans les transformateurs. CIGRÉ, 1954, rap. 105.

[21] *Knops, R.* La mesure globale du phénomène d'ionisations sur les machines tournants. In: Bull. Soc. Fr. Electns. **3**, nr. 8, august 1962, p. 88—101.

[22] *Nolke, O. H.* Messung des Korona-Effektes bei der Wechselspannungsprüfung. In: ATM, nr. 11, noiembrie 1964, p. 241.

[23] *Knosp, R.* Usages et tendances actuelles dans la mesure de l'intensité de décharges partielles. In : Bull. Soc. Fr. Electns. **8**, vol. 5, nr. 57, sept 1964, p. 595.
[24] *Kreuger, F. H.* Les trois aspects principaux de la détection des décharges partielles. In : Bull. Soc. Fr. Electns. **8**, vol. 5, nr. 57, sept 1964, p. 583—588.
[25] *Hyltén-Cavallius, N.* Mesure des décharges partielles dans les appareils à haute tension. In : Bull. Soc. Fr. Electns. **8**, vol. 5, nr. 57, sept 1964, p. 588.
[26] *Trebby, J. F.* Developpement of Square-law Radio Noise Meter. In : I.E.E.E. Trans. on Power App. and Syst. **78**, nr. 43, 1959, p. 522.
[27] *Hartill, R. H.* ş.a. Décharges par effet de couronne dans les transformateurs et méthodes de détection. CIGRÉ, 1962, rap. 102.
[28] *Rabus, W.* Kugelfunkenstrecken Rauschgenerator. In : ETZ—A **83**, nr. 10, aprilie 1962, p. 328—331.
[29] *Palmieri, N.* şi *Strada, F.* Determinazione della sensibilita d'una misura de levello corona. In : Energia Elettrica **40**, nr. 3, martie 1963, p. 220—225.
[30] *Fabre, J.* Recherches sur l'isolation de grandes machines synchrones. CIGRÉ, 1956, rap. 137.
[31] *Rabus, W.* Über die Voraussetzung für vergleichbare Korona-Isolationsprüfungen. In : ETZ—A **84**, nr. 24, dec 1962, p. 775—780.
[32] *Leuzinger, B.* şi *Moreau, L.* La mesure de l'intensité de décharges partielles dans les transformateurs. In : R.G.E. **47**, nr. 4, aprilie 1963, p. 229—241.
[33] *Kafieva, K. I.* Pomehi or koroni na provodah linii electroperedacii. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1963, p. 14.
[34] *Norris, T. E.* Rapport sur les travaux du Comité International d'études des transformateurs, nr. 12. CIGRÉ, 1966, rap. 142.

Intrat în redacţie la 10. VIII. 1966

Progresul tehnic în tehnologia industriei electrotehnice

Dumitru F. Lăzăroiu * — Bucureşti

CZ 621.312 : 608.1. (498)

Unul dintre criteriile de luat în considerare la stabilirea poziţiei unei naţiuni în scara valorilor mondiale este nivelul tehnologic atins de ramurile hotărîtoare ale economiei naţionale.

Din acest punct de vedere este deosebit de important nivelul tehnologic al industriei constructoare de maşini, în general şi, respectiv, al ramurii acesteia, industria electrotehnică.

Din Directivele celui de-al IX-lea Congres al P.C.R. rezultă în mod clar sarcinile sporite ale industriei noastre electrotehnice, strîns legate de ritmul general de creştere a avuţiei naţionale.

Trebuie subliniată de la început importanţa deosebită a dotării tuturor ramurilor industriale cu echipamente electrotehnice şi electronice de calitate, în asigurarea unui nivel tehnologic ridicat în întreaga economie.

În mod implicit, aceasta înseamnă ridicarea pe o nouă treaptă a dezvoltării industriei electrotehnice şi electronice, care, aşa cum arată documentele Congresului al IX-lea al P.C.R., a rămas în urmă faţă de cerinţe şi trebuie deci să crească în mod corespunzător, în paralel cu asigurarea unor importuri complexe şi licenţe de noi întreprinderi şi linii tehnologice pentru această ramură industrială, achiziţionate de la firme al căror nivel să aibă reputaţie mondială recunoscută.

Industria noastră electrotehnică realizează produse de curenţi tari (maşini şi transformatoare electrice, aparataj electric, vehicule cu tracţiune electrică, surse de curent, bunuri de larg consum etc.), instalaţii şi aparatură pentru acţionări şi automatizări, aparataj şi echipamente de radioelectronică şi telecomunicaţii, materiale electrotehnice (cabluri şi conductoare, materiale electroizolante, materiale magnetice, pile şi acumulatoare etc.).

Pentru înţelegerea exactă a rolului ce revine progresului tehnologic în industria electrotehnică trebuie să plecăm de la următoarele premise.

1. Industria electrotehnică este o ramură a construcţiilor de maşini, cu 20—40% elemente specifice proprii, ceea ce se traduce prin aceea că, în cea mai mare parte, procedeele tehnologice utilizate în electrotehnică sînt comune întregii ramuri prelucrătoare a metalului. Subliniem însă că aplicarea acestor tehnologii, ca şi a altor procedee speciale legate direct de electrotehnică, îmbracă un caracter specific propriu, de multe ori cu un înalt grad de precizie, în conformitate cu funcţionalitatea ce trebuie asigurată produselor în cauză.

2. Ţinînd seamă de complexitatea fenomenelor fizice care au loc în funcţionarea echipamentelor electrotehnice, procedeele tehnologice utilizate în industria electrotehnică sînt, de asemenea, complexe, împrumutînd numeroase elemente din domeniul chimiei, al fizicii solidului, al fizicii cuantice etc.

3. Ca urmare a necesităţilor tot mai sporite de produse electrotehnice industriale şi de larg consum, producţia industriei electrotehnice capătă tot mai pregnant un caracter de mare serie şi, uneori, de masă. Aceasta implică o selecţie a variantelor tehnologice posibile, în sensul alegerii celor mai economice şi mai productive procedee. Indiscutabil că o asemenea alegere implică şi o creştere, uneori importantă, a cuantumului investiţiilor necesare, însă pe deplin justificate economic. Aceste concluzii derivă din legea obiectivă a necesităţii

* Conf. ing. *D. F. Lăzăroiu* este directorul Institutului de cercetări şi proiectări electrotehnice.

concentrării și modernizării producției electrotehnice pe plan mondial, lege care are drept urmare că, în majoritatea cazurilor, investițiile mari din această ramură industrială se recuperează foarte repede (1—5 ani). Astfel, în noul cincinal se va investi în industria electrotehnică 4,1 miliarde lei, adică de 3,5 ori mai mult decît în cei cinci ani precedenți, ceea ce reprezintă de peste două ori mai mult valoarea actuală a tuturor mijloacelor de bază existente în întreprinderile electrotehnice din Republica Socialistă România. Se vor construi astfel circa 30 de întreprinderi și secții noi.

4. Dezvoltarea industriei electrotehnice se va face în mod diferențiat, în funcție de domeniile care trebuie să lichideze mai repede rămînerile în urmă, calitativ și cantitativ, astfel încît, pe ansamblu, volumul producției electrotehnice în 1970, față de 1965, să crească de 2,6 ori (cu o rată medie anuală de 21,5%), asigurîndu-se totodată și realizarea următoarelor obiective economice ale ramurii : creșterea productivității muncii cu 69%, creșterea exporturilor de 2,2 ori, reducerea aproape completă a importurilor de produse electrotehnice, atingerea nivelului de calitate prescris de normele internaționale, ponderea producției acestei ramuri ridicîndu-se la 25% pe ansamblul industriei constructoare de mașini. Ca urmare, în perioada 1966—1970 se vor asimila și moderniza un număr de 407 produse și grupe de produse electrotehnice, reprezentînd peste 2 000 tipodimensiuni noi, dintre care numai 27 grupe de produse se vor baza pe licențe. În afara lărgirii și modernizării capacităților de producție existente vor intra în funcțiune noi capacități privind produse noi, ca : micromotoare și mașini electrice fracționare, transformatoare de peste 40 MVA la 220 și 400 kV, aparataj de înaltă tensiune la 220 kV, locomotive electrice de 3 680 CP, turbogeneratoare pînă la 300 MVA și hidrogeneratoare pînă la 180 MVA, noi tipuri moderne de aparataj de joasă tensiune, echipamente electrice pentru autovehicule, elemente și echipamente noi de radioelectronică și de surse energetice, elemente de automatizare, noi materiale moderne electroizolante, magnetice, electroceramice, cabluri și conductoare etc.

Premisele de mai sus determină evoluția perfecționării tehnologiei în industria electrotehnică, încercînd, în cele ce urmează, să schițăm cîteva dintre principalele direcții în acest domeniu.

1. O primă tendință este aceea a modernizării necontenite a materialelor utilizate în construcțiile electrotehnice și a procedeelor tehnologice de fabricare a acestora, în special a materialelor active (conductoare și magnetice) și a celor electroizolante. În prezent, se apreciază că, pe plan mondial, cel puțin 95% din progresele înregistrate se datoresc îmbunătățirii și utilizării de materiale noi și numai 5% aplicării unor noi principii și legi ale științei și tehnicii.

Astfel, este caracteristică renunțarea, în special la mașinile electrice, a izolației de clasă A și chiar E, trecerea la clase superioare : B, F, H, C. Se generalizează folosirea conductoarelor izolate cu email de mare rezistență mecanică și foarte adeziv, în mașinile și aparatele de joasă tensiune, cum și la transformatoare, inclusiv de înaltă tensiune, atît la cupru, cît și la aluminiu. Tot mai mult sticla pătrunde ca izolant sigur, iar mica, sub forma hîrtiei de mică, combinate cu utilizarea rășinilor epoxidice, poliesterice, siliconice etc. Se părăsesc solvenții clasici la impregnare și se utilizează noi procedee, cum este cazul utilizării lacurilor emulsionate cu apă ; crește exigența în tehnica vidului la impregnări — concomitent cu utilizarea de rășini fără solvenți. Se utilizează din ce în ce mai mult rășinile de turnare în construcția pieselor de aparataj de înaltă tensiune, în izolațiile transformatoarelor de măsură, în elementele de automatizare și de electronică etc., micșorînd dimensiunile pentru performanțe egale sau superioare. La mașinile rotative se impune tot mai mult izolația de tip termalastic, cu sau fără impregnare. Introducerea de uleiuri sintetice clorurate, în locul celor minerale, atît în construcția de transformatoare, cît și de condensatoare, contribuie la o importantă creștere a siguranței de funcționare și la reducerea substanțială a gabaritelor. Se impun fabricarea și introducerea de noi materiale stratificate celulozice, de sticlă și de mică, materiale și izolatoare ceramice, cum și de sticlă electroizolantă, ale cărei proprietăți sînt superioare ceramicii atît în construcția izolatoarelor pentru liniile de transport de energie, cît și pentru alte utilizări.

Se generalizează utilizarea tablei silicioase anizotrope în construcția miezurilor magnetice ale transformatoarelor și mașinilor rotative de puteri mari. De aici derivă noi sisteme de ștanțare și împachetare, cum sînt tăierea tolelor la 45°, tehnologia miezurilor de transformator în dublă ramă, eliminarea consolidării miezurilor magnetice cu șuruburi, noi tehnologii de miezuri spiralate, de miezuri înfășurate în evolventă, noi sisteme de izolare a tolelor etc.

Concomitent cu creșterea puterii de rupere și a tensiunilor de lucru la întreruptoare se impun cercetări tehnologice ample privind întreruperea arcului electric în vid, în hexaclorură de sulf etc., cercetări tehnologice de creștere a rezistenței la uzură a aparatelor de comutație etc. Noile tehnologii trebuie să includă programe de încercări în conformitate cu normele internaționale, care prevăd curenți de încercare tot mai intenși.

2. O altă tendință a procedeelor tehnologice utilizate în industria electrotehnică constă în influența tot mai mare pe care tehnologiile

specifice în electronică le exercită asupra construcției fabricației din așa numitul domeniu al curenților tari.

Astfel, se introduce pe scară tot mai largă principiul circuitelor imprimate, în special în schemele de automatizare. Circuitele imprimate se extind însă, cu efecte importante, în construcția mașinilor electrice, rezultînd momente de inerție și greutăți specifice extrem de mici în comparație cu tipurile clasice. O variantă modernă a circuitelor cu mare suprafață de răcire o constituie construcția transformatoarelor cu conductoarele sub formă de folii, a căror tehnologie este intermediară între aceea a circuitelor imprimate și aceea a condensatoarelor de putere bobinate.

Feritele se utilizează tot mai mult în construcția circuitelor magnetice din aparate, transformatoare și mașini, în special la puteri mici. Perfecționarea și lărgirea procedeelor de fabricație aferente și, în general, extinderea procedeelor de fabricație de tipul metalurgiei pulberilor, asigură noi și importante rezultate tehnico-economice. Trebuie să se asimileze noi tehnologii pentru obținerea de ferite cu ciclu histerezis rectangular, pentru automatică și dispozitive de memorie.

Se utilizează tot mai mult elementele electronice în schemele de automatizare, fiind necesară însă asimilarea de procedee care să conducă la profesionalizarea acestor elemente cu mare siguranță de funcționare, la extinderea tehnicii depunerilor peliculare (utilizată în microelectronică), sarcini care sînt grele și necesită o tehnică fină de experimentare și cercetare.

Se generalizează utilizarea ventilelor redresoare de siliciu și a tiristoarelor în obținerea curentului continuu pentru tracțiune, galvanostegie, industria chimică, acționări, sudură etc., ceea ce implică perfecționarea procedeelor tehnologice de producere a materialelor semiconductoare și joncțiunilor, cum și asigurarea unei fabricații de serie cu caracteristici impuse reproductibile. Cercetarea și introducerea altor materiale semiconductoare, ca cele cu rezistență variabilă, sînt, de asemenea, de importanță deosebită. Comutația statică, atît în aparate, cît și în mașini necesită perfecționarea tehnologiilor dispozitivelor semiconductoare.

În sfîrșit, în cadrul electronizării, amintim introducerea calculatoarelor electronice și a metodelor de modelare a proceselor studiate, fără de care nu mai este posibil a se obține soluții optimizate în proiectarea tehnologiei și construcției seriilor unitare de mașini și aparate.

3. Legată de creșterea cantitativă a volumului de producție în industria electrotehnică este și proiectarea proceselor tehnologice în flux, pe bază de linii tehnologice, cu un grad tot mai înaintat de mecanizare și automatizare. Acest sistem modern de organizare tehnologică a producției, care utilizează atît mașini-unelte convenționale, cît și mașini agregat, mașini cu comandă program etc. asigură concomitent și o înaltă calitate și uniformitate a fabricației. Se justifică pe deplin introducerea, în perioada cincinalului, de linii tehnologice de ștanțare și împachetare la toate fabricile de mașini și transformatoare, linii tehnologice pentru turnarea, sudarea și așchierea principalelor subansambluri (pentru carcase, cuve, arbori), linii tehnologice de montaj și acoperiri metalice și nemetalice, îndeosebi la fabricile de aparate. Devine pe deplin posibilă sarcina transformării lucrărilor de bobinaj, izolație și impregnare, în prezent ocupînd mare parte din forța de muncă din întreprinderile electrotehnice, în lucrări automatizate și de mare productivitate.

Concomitent va crește gradul de echipare cu SDV-uri a producției, se va lărgi baza de fabricație a acestora în sculării, cum și a diferitelor mijloace speciale prin autoutilare. Sînt necesare îmbunătățirea și creșterea duratei de viață a SDV-urilor.

4. O altă tendință în dezvoltarea procedeelor tehnologice este aceea de a se asigura siguranța în funcționare a produselor electrotehnice, coordonată cu destinația concretă a fiecăruia. Atît durata de viață, cît și frecvența de refuz în funcționare a unui produs sînt noțiuni statistice determinate de procedeele tehnologice utilizate. La creșterea siguranței în funcționare contribuie în primul rînd noile tehnologii de izolație, dat fiind că izolația electrică a constituit pînă acum punctul cel mai slab al construcțiilor electrotehnice. Organizarea mai rațională a fabricației, inclusiv a montajului și a controlului intermediar și final, este, de asemenea, o garanție a succesului în această direcție. Este necesar să se aprofundeze scheme de protecție climatică intrinseci, valabile pentru orice mediu ambiant, asigurîndu-se prin minuțioase cercetări tehnice și biologice de coroziune un comportament corespunzător și o bună garanție, în special pentru exportul în țări cu climat diferit de cel al țării noastre. Miniaturizarea echipamentului electric și, în special, a aparatajului de joasă tensiune, trecerea la cablaje imprimate, evitarea comutației prin contacte și utilizarea altor tehnici împrumutate din electronică contribuie la creșterea siguranței în funcționare.

5. Noi domenii ale electrotehnicii, neabordate încă în țara noastră, cel puțin pe scară industrială, dar de mare perspectivă, impun cercetări aprofundate pe scară de laborator, astfel încît spre finele cincinalului și în perioada următoare acestuia să se poată trece la fabricație industrială. Avem în vedere tehnologia materialelor și a realizării înfășurărilor supraconductoare, capabilă să producă cîmpuri magnetice extrem de intense, tehnologia dispozitivelor criogenice pentru automatizări și calculatoare electronice, tehnologia plasmei și a materialelor pentru

generatoarele magnetohidrodinamice, tehnologia noilor surse intense de lumină, a pilelor de combustie, a introducerii pe scară largă a tehnicii nucleare și a metodelor de control și defectoscopie nedistructive etc.

6. Este necesară, de asemenea, o cooperare tot mai strînsă a electrotehnicienilor cu specialiștii din alte ramuri. Tot mai multe materiale moderne și procedee tehnologice noi necesită eforturi din partea industriei chimice (pentru fabricarea de lacuri și rășini, materii prime pentru ferite, mase plastice), a industriei metalurgice (aliaje pentru elemente active și pasive, materiale semiconductoare), a industriei petrolului (pentru uleiuri electroizolante) etc. Pe de altă parte rezultă o tot mai intensă intricare a electrotehnicii cu alte domenii. Se creează noi procedee tehnologice care se aplică în industriile construcțiilor de mașini, chimică, ușoară și altele, pe baza fenomenelor studiate de electrotehnică și dintre care unele își găsesc aplicație în însăși industria electrotehnică. Amintim vopsirea în cîmp electrostatic și vopsirea prin electroforeză, cu o mare economie de materiale. Prelucrarea dimensională a formelor complicate, în special la metale și aliaje dure, prin procedeele de electroeroziune, se efectuează la regimuri din ce în ce mai productive și cu mai mare precizie, ca de exemplu în domeniul sculăriilor din fabricile electrotehnice. Se aplică noi procedee de prelucrare a metalelor prin impulsuri magnetice, de deformare electromagnetică, de pregătire electrolitică a suprafeței (lustruire electrolitică), de eloxare a aluminiului etc., a căror extindere este de mare importanță pentru industria electrotehnică. Introducerea prelucrărilor de găurire și sudură cu ajutorul laserelor, utilizarea ultrasunetului în impregnare și defectoscopie devin indispensabile în anumite domenii extrem de fine, inclusiv în industria electrotehnică.

Tot mai mult tehnologia trebuie să demonstreze marea sa capacitate de a transforma în mod continuu procesul de producție pe baza realizărilor celor mai noi ale științei și tehnicii și de a-l orienta corespunzător cu relațiile de producție socialiste.

Dat fiind că, așa cum arată Marx în Capitalul (vol. I, ed. 1948. p. 73), „forța productivă a muncii este determinată, între altele,... de gradul de dezvoltare a științei și a aplicabilității sale tehnologice," introducerea în țara noastră a celor mai noi procedee tehnologice implică un serios efort de cercetare fundamentală și aplicată. Cercetarea noilor procedee tehnologice în industria electrotehnică va fi deservită de rețeaua de cercetare a Academiei Republicii Socialiste România, de laboratoarele din institutele învățămîntului superior și de rețeaua proprie de cercetare a industriei. Pe acest plan, cercetările vor fi efectuate în I.C.P.E., I.P.A. și I.C.E., în centrele de cercetare de la Uzinele „Electroputere" — Craiova, I.P.R.S. — Băneasa și Uzinele „Electronica", în alte 13 laboratoare de specialitate din marile întreprinderi electrotehnice, cum și în institutele și laboratoarele altor ramuri industriale, care cooperează cu industria electrotehnică.

Efortul material și spiritual în cercetare pentru industria electrotehnică va crește în mod substanțial în perioada cincinalului. Trebuie să ținem seamă că țările industrializate cheltuiesc peste 2% din venitul național pentru cercetare, iar din totalul cifrei de vînzări a ramurii, în țările înaintate, industria electrotehnică cheltuiește pentru cercetare cel mai mult (pînă la 7%).

Pentru a face față acestui efort, cum și pentru a crește viteza de translație de la cercetare la producție, vor fi necesare și unele modificări în structura cercetării, a industriei și a învățămîntului; vor fi necesare noi preocupări în asimilarea unui volum tot mai mare de informare științifică și tehnică recentă.

Fără îndoială că aceste sarcini vor fi îndeplinite cu succes, așa încît, prin transpunerea în viață a Directivelor Congresului al IX-lea al P.C.R., să punem noi cărămizi la construcția edificiului unei Românii Socialiste tot mai moderne și mai prospere.

Alegerea şi întrebuinţarea siguranţelor fuzibile de înaltă tensiune şi mare putere limitatoare

Ioan Marinescu * — Bucureşti

CZ 621.316.923.2.027.6.001.2

1. Introducere

În etapa actuală de dezvoltare a sistemului energetic naţional, cînd atît curenţii nominali, cît şi puterile de scurtcircuit cresc, se pun probleme noi ca : reproiectarea şi reconsiderarea sarcinilor care revin aparatelor electrice. Dintre aparatele electrice, siguranţele fuzibile constituie un mijloc simplu şi economic de protecţie. Eforturile care se fac în ultimul timp pe plan mondial de a se dezvolta siguranţele fuzibile [1], [2], [3], [4] sînt îndreptate în esenţă către creşterea curentului nominal şi creşterea puterii de rupere. Pentru a satisface ambele cerinţe, simultan, s-a recurs la o reconsiderare constructivă a elementului principal din siguranţa fuzibilă, firul fuzibil. În toate variantele propuse [2], [3], [4], firul fuzibil nu mai are o secţiune constantă pe toată lungimea lui, ca în cazul siguranţelor de tip mai vechi. Această măsură s-a luat în vederea obţinerii unor supratensiuni acceptabile la deconectarea curenţilor de scurtcircuit. Satisfacerea celor două cerinţe a impus, pe de altă parte, o reconsiderare a sarcinilor care revin siguranţei fuzibile în exploatare. Renunţarea la aliajul eutectic, care asigura o deconectare la curenţi de suprasarcină relativ mici (1,3 I_n), dar care diminuează esenţial puterea de rupere, pe de o parte, şi necesitatea dimensionării la limita de încălzire în regim nominal, pe de altă parte, fac ca în cadrul unor gabarite suficient de mici să nu mai fie posibilă protejarea la supracurenţi de ordinul celui specificat. De altfel, după cum va rezulta din cele ce urmează, acest lucru nici nu este necesar, deoarece, oricum, pentru protecţia transformatoarelor, motoarelor şi a bateriilor de condensatoare este necesară alegerea unor siguranţe al căror curent nominal este mai mare decît curentul nominal al utilajului protejat.

Domeniul în care siguranţele se folosesc ca mijloace de protecţie începe de la valoarea de 2,5—3 I_n, în funcţie de circuitul protejat. Pentru valori mai mici ale curentului de defect se utilizează protecţia prin relee.

2. Domeniul de folosire a siguranţelor fuzibile

Siguranţele fuzibile au rolul de a proteja, împotriva acţiunii curentului de scurtcircuit, utilaje electrotehnice ca : transformatoare, motoare, baterii de condensatoare. Datorită creşterii puterii de rupere, domeniul de folosire poate fi extins şi la protecţia unor aparate, ca de exemplu întreruptoare, separatoare, transformatoare de curent. Întrucît puterea de rupere a unor întreruptoare este depăşită, s-a găsit ca economică introducerea unor siguranţe în circuitul respectiv astfel încît deconectarea curenţilor de scurtcircuit să fie efectuată de siguranţe, iar deconectarea curenţilor de suprasarcină şi manevrele în sarcină nominală să fie efectuate cu întreruptorul.

Această limitare a atribuţiilor întreruptorului a dus la ideea folosirii, în circuitele care se construiesc în ultima vreme, a unui grup separator de sarcină-siguranţă fuzibilă.

Evident, acest grup nu poate prelua sarcinile întreruptorului în toate domeniile. De exemplu, pentru protejarea liniilor o astfel de soluţie nu poate fi acceptată, dat fiind că pot apărea defecte trecătoare care duc la scoaterea liniei de sub tensiune pentru un timp relativ lung, ceea ce nu este admis. S-au făcut încercări de a se construi siguranţe cu reanclanşare automată a unui nou element de înlocuire, dar soluţia aceasta adoptată de unele firme nu a cunoscut o răspîndire prea largă, deoarece siguranţa se complică constructiv mult şi avantajele economice ale grupului menţionat, faţă de un întreruptor, devin neesenţiale.

Domeniul în care siguranţele sînt cel mai mult întrebuinţate cu avantaje economice importante rămîne domeniu protejării transformatoarelor, motoarelor, bateriilor de condensatoare pentru îmbunătăţirea factorului de putere, domeniul în care, de altfel, în marea majoritate a cazurilor, curenţii de scurtcircuit apar ca urmare a defectării utilajului protejat, ceea ce duce, oricum, la întreruperea funcţionării.

Regimul tranzitoriu care apare la conectarea transformatoarelor în gol sau a bateriilor de condensatoare, la reţea, ca de altfel şi la pornirea motoarelor asincrone, se caracterizează prin apariţia unor supracurenţi. În acest regim este necesar, pentru o bună funcţionare a sistemului de protecţie separator de sarcină-siguranţă fuzibilă, ca siguranţa nu numai să nu funcţioneze (să producă deconectarea sarcinii respective), dar nici să nu se producă o alterare a firului fuzibil, care ar face ca, ulterior, siguranţa să declanşeze fără ca acest lucru să fie necesar. Deci supracurenţii tranzitorii nu trebuie să modifice starea siguranţei. În cazul în care siguranţa aleasă are curentul nominal egal cu cel al sarcinii pe care o protejează, supracurenţii din regimul tranzitoriu duc la deconectarea

* Ing. *I. Marinescu* este şeful laboratorului de aparate de înaltă tensiune la I.C.P.E.

nedorită a sarcinii. Rezultă că pentru a nu se produce astfel de fenomene este necesar a se alege curentul nominal al siguranței superior curentului nominal al sarcinii. Evident, în acest caz rolul de protecție la suprasarcini nu mai poate fi îndeplinit de siguranță.

Grupul separator de sarcină (eventual întreruptor), echipat cu releu de declanșare la supra-

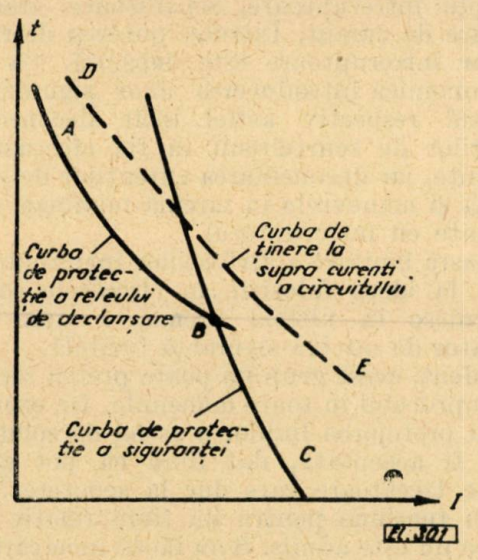


Fig. 1. Curba de protecție a unui circuit utilizînd un grup separator de sarcină echipat cu relee de declanșare-siguranță fuzibilă.

sarcini-siguranță fuzibilă are o caracteristică de protecție ca cea din figura 1. Un astfel de ansamblu poate asigura protecția unui circuit atît în domeniul supracurenților, cît și în domeniul curenților de scurtcircuit.

Separatorul de sarcină sau întreruptorul echipat cu relee de declanșare la suprasarcini, căruia îi corespunde curba A (fig. 1), trebuie astfel ales încît puterea lui de rupere să fie cel puțin egală cu puterea de rupere corespunzătoare punctului B de pe caracteristica de protecție. De asemenea, siguranța căreia îi corespunde curba C (fig. 1), trebuie să deconecteze sigur fără manifestări exterioare care ar putea pune în pericol instalația, și fără supratensiuni periculoase (mai mari de 2 U_n) orice curent cuprins între punctul B de pe caracteristica de protecție și curentul corespunzător puterii de rupere garantate de constructor. Astfel, circuitul protejat, a cărui caracteristică de ținere la supracurenți este reprezentată în figura 1 prin curba DE, nu va suporta niciodată solicitări termice sau dinamice superioare celor admisibile.

Dar nu numai funcționarea corectă a fiecăruia dintre cele două aparate ale ansamblului este esențială pentru funcționarea corectă a protecției. Din figura 1 rezultă că siguranța trebuie să suporte supracurenți corespunzători curbei A pînă în punctul B fără declanșare intempestivă a circuitului. De asemenea, întreruptorul sau separatorul de sarcină trebuie să aibă o stabilitate termică și dinamică corespunzătoare astfel încît să suporte curenții mai mari de pe caracteristica C care se află sub punctul B.

Dacă a doua condiție este relativ ușor îndeplinită în cazul siguranțelor de înaltă tensiune și mare putere limitatoare de construcție modernă, deoarece acestea funcționează (declanșează) rapid, prima condiție impune alegerea unor siguranțe care să suporte supracurenții fără nici o modificare structurală internă, care ar face nesigură funcționarea în continuare a ansamblului. Alegerea argintului ca material pentru firul fuzibil este esențială, ca, de altfel, și alegerea, corespunzătoare scopului, a diametrului firului fuzibil (respectiv alegerea curentului nominal).

Cum însă siguranțele nu se construiesc la cererere pentru fiecare caz particular în parte, din motive ușor de înțeles, rămîne ca personalul din exploatare să aleagă, pe baza unor criterii juste, siguranța corespunzătoare scopului.

3. Alegerea siguranțelor fuzibile

În afara curbei de fuziune (caracteristica de protecție a siguranței) din figura 1, important pentru evaluarea funcționării sau nefuncționării siguranței este curba care indică variația energiei degajată în siguranță în funcție de timp. Această energie se exprimă în funcție de valoarea integralei pătratului densității de curent :

$$F(t) = \int_0^t J^2 \mathrm{d}t. \qquad (1)$$

Nu se va produce fuziunea dacă funcția similară corespunzătoare supracurenților din regimul tranzitoriu de conectare

$$f(t) = \int_0^t j^2 \mathrm{d}t \qquad (2)$$

se păstrează în tot timpul regimului tranzitoriu mai mică decît funcția precedentă.

Pentru cazuri practice [1], pentru a nu se produce fuziunea, este necesară și suficientă condiția :

$$F(t) \geqslant 1{,}5\ f(t). \qquad (3)$$

Această marjă de siguranță de 50% poate apărea ca exagerată. Este necesar a fi respectată, deoarece prin însăși construcția siguranțelor este admisă o variație a curentului de fuziune, pentru același timp de protecție (condițiile tehnologice nu permit realizarea unor siguranțe cu caracteristici de fuziune identice). De asemenea, este necesară marja pentru ca firul fuzibil să nu ajungă în zona de fuziune, ceea ce ar duce ulterior la o funcționare nesigură. De altfel, unele recomandări (PV 854/SC 32 A CEI) prevăd o toleranță de $\pm$ 20% a caracteristicii de protecție.

După cum reiese din figura 2, caracteristica $F(t)$ este constantă pentru timpi relativ mici. Aceasta se explică prin faptul că la timpi mici procesul înmagazinării energiei în siguranță poate fi socotit adiabatic. În acest domeniu funcția $F(t) = K$, unde K este constanta lui Mayer și depinde numai de proprietățile materialului din care este confecționat firul fuzibil [1], [5].

În cazul nefuncționării siguranței, curba $f(t)$ din figura 2 se află sub curba $F(t)$. În cazul funcționării siguranței la timpul t_1 curba $f'(t)$ intersectează curba $F(t)$ în punctul A.

Problema principală pusă în articolul de față este de a se alege siguranțele astfel încît supracurenții care apar în regimurile tranzitorii de conectare să nu producă declanșări intempestive, deci $F(t) \geqslant 1{,}5\, f(t)$. Pe cît posibil se va căuta ca funcția $F(t)$ să fie cît mai apropiată de valoarea $1{,}5\, f(t)$, pentru a se realiza astfel o protecție cît mai strînsă.

Alegerea necorespunzătoare a siguranței poate avea două consecințe la fel de neplăcute:

— în cazul în care $F(t) < f(t)$ se prevede deconectarea circuitului în regimul tranzitoriu de conectare la rețea a circuitului protejat (punctul A din fig. 2);

— în cazul în care $F(t) \gg 1{,}5\, f(t)$, protecția prin siguranță poate deveni ineficace. Utilizînd aceleași relee de declanșare, există o zonă în care

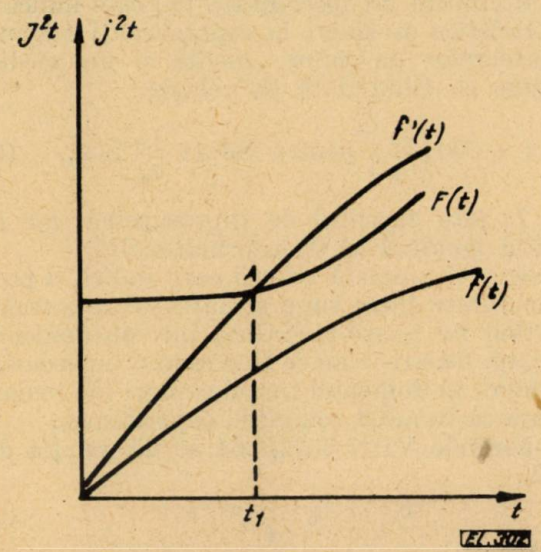


Fig. 2. Integrala pătratului densității de curent în funcție de timp pentru siguranță $F(t)$ și pentru circuit $f(t)$.

circuitul nu este protejat (punctul B din fig. 3). Modificînd caracteristica releului de declanșare se poate obține o protecție eficace în punctul B'. Această protecție este însă neeconomică, deoarece necesită ca întreruptorul sau separatorul de sarcină să aibă o putere de rupere mult mai mare (corespunzătoare punctului B'). Nu se poate extinde însă prea departe acest procedeu, deoarece există o limitare care constă în faptul că în punctul B' sînt necesari timpi proprii foarte mici pentru ansamblul-releu de declanșare — aparat de manevră, condiție care la limită nu mai poate fi îndeplinită. În

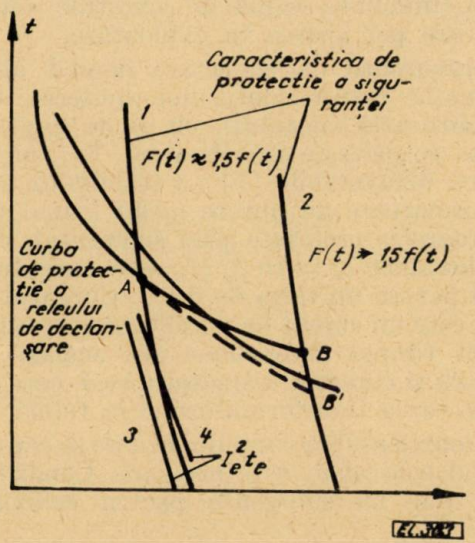


Fig. 3. Aspectul caracteristicilor de protecție în cazul a două siguranțe diferite (*1*, *2*) și a două circuite protejate diferit (*3*, *4*).

orice caz, pentru timpi mai mici decît 0,15 s nu se poate conta pe o declanșare prin relee și întreruptor sau separator de sarcină. De altfel, în această zonă curenții de deconectare devin atît de mari încît nu mai poate fi vorba în majoritatea cazurilor de separatoare de sarcină, ci de întreruptoare cu putere de rupere destul de mare, ceea ce face nelogică folosirea siguranțelor.

Problema alegerii siguranțelor este destul de complexă și trebuie analizată în funcție de tipul circuitului protejat.

3.1. Alegerea siguranțelor pentru protejarea transformatoarelor de forță

Pentru protejarea transformatoarelor de forță trebuie îndeplinite o serie de condiții care, în general, au fost menționate mai sus. Pentru alegerea siguranțelor este necesar a se cunoaște în prealabil capacitatea transformatorului de a suporta suprasarcini, cum și supracurenții care apar la conectarea la rețea a transformatorului în gol.

În literatura tehnică de specialitate din țara noastră nu a existat preocuparea de a se stabili aceste două mărimi, ceea ce împiedică într-o anumită măsură alegerea siguranțelor celor mai adecvate. Pentru exemplificările care urmează s-a recurs la date din normele VDE și din literatura de specialitate din străinătate, date care nu pot diferi esențial de cele corespunzătoare transformatoarelor construite în țară. Urmează ca pentru stabilirea exactă a acestor mărimi și, în special, pentru stabilirea supracurenților care

apar în regimul tranzitoriu de conectare la rețea a transformatorului în gol să se facă cercetări pentru a se stabili curentul echivalent și timpul pentru care se consideră acest curent echivalent. Este necesar ca stabilirea curentului să se facă ținîndu-se seamă de condițiile cele mai grele care pot apărea în exploatare.

Supracurenții de conectare depind atît de construcția transformatorului (puterea nominală, saturația miezului), cît și de exploatare (în ceea ce privește amortizarea). În condițiile cele mai defavorabile [1] s-a stabilit că pentru transformatoare de putere medii (cazul transformatoarelor protejate prin siguranțe), curentul echivalent $I_e = 10\, I_n$ (I_n este curentul nominal) pentru un timp de 0,1 s. Curentul echivalent este un curent de amplitudine constantă, care în timpul determinat are același efect termic ca și curentul tranzitoriu real care apare la conectarea transformatorului la rețea.

O remarcă asupra timpului în care se consideră curentul echivalent este necesară. Condiția necesară dar nu suficientă pentru echivalență este:

$$\int_0^{t_r} I_r^2(t)\,\mathrm{d}t = I_e^2 t_e = K_1, \qquad (4)$$

în care valoarea eficace a curentului real I_r este o funcție de timp, iar t_r este durata reală a procesului tranzitoriu, I_e este curentul echivalent (valoare eficace), iar t_e este timpul echivalent.

La prima vedere pare posibilă echivalarea din punct de vedere matematic pentru orice timp t_e. Deci pot fi găsite o mulțime de valori ale lui I_e și t_e care să satisfacă relația (4). În coordonate dublu logaritmice, în care se exprimă de obicei caracteristica de protecție, aceste valori se află pe o dreaptă. Dacă această dreaptă se află sub caracteristica de protecție a siguranței, pentru orice valoare a lui t_e căreia îi corespunde o valoare determinată a lui I_e este îndeplinită condiția de a nu se topi fuzibilul la cuplarea transformatorului la rețea (fig. 3, dreapta 3) și o determinare mai amănunțită a punctului celui mai apropiat de condițiile reale nu este necesară. Dacă însă dreapta intersectează caracteristica de protecție, atunci trebuie o determinare riguroasă a punctului pe dreaptă, care corespunde fenomenului real, pentru a se stabili dacă acesta este în zona de sub caracteristică și deci siguranța nu va deconecta sau este deasupra caracteristicii și siguranța înseamnă că nu a fost bine aleasă, deoarece se va topi în timpul procesului tranzitoriu de cuplare la rețea. Pentru determinarea punctului de pe dreaptă, corespunzător fenomenului real, propun ca timpul real t_e să fie ales egal cu timpul real de amortizare a componentei aperiodice a curentului de cuplare la rețea sau trei constante de timp ale circuitului (rețea plus transformator). Considerarea unor timpi mai mici poate duce la concluzia greșită că siguranța nu suportă regimul tranzitoriu, iar considerarea unor timpi mai mari poate duce la o concluzie opusă, ambele concluzii fiind neconforme cu realitatea.

În ceea ce privește valoarea lui I_e trebuie menționat că această valoare este necesar a fi stabilită corespunzător cazului celui mai defavorabil de cuplare la rețea, ceea ce, în general, înseamnă că cuplarea are loc la trecerea prin zero a tensiunii rețelei. Avîndu-se în vedere dispersia valorilor de pe caracteristica de protecție pentru același tip de siguranță, se propune [1] ca în loc de valorile $I_e = 10 \times I_n$, $t_e = 0{,}1$ s, să se ia $I_e = 12{,}5\, I_n$ și $t_e = 0{,}1$ s. Pînă la stabilirea valorilor I_e și t_e pentru fiecare caz particular de protecție (pentru fiecare tip de transformator în parte), pe baza celor arătate se poate lucra cu valorile $I_e = 12{,}5\, I_n$ $t_e = 0{,}1$ s.

Alegerea siguranței fuzibile pe baza acestei condiții nu este suficientă. Pentru protejarea transformatorului contra efectelor curenților de scurtcircuit este necesar ca în domeniul acestor curenți, caracteristica de protecție $t = f(I)$ a siguranței să se afle sub caracteristica de ținere a transformatorului la curenți de scurtcircuit. Ca și în domeniul supracurenților de cuplare lipsesc date referitoare la caracteristica de ținere a transformatorului la supracurenți. Deci și în acest domeniu sînt necesare cercetări.

În literatura de specialitate [1] este indicată caracteristica de ținere la supracurenți a transformatoarelor de putere medie și de medietensiune ca fiind dată de relația:

$$t = 600 \left(\frac{I_n}{I_S}\right)^2 \text{ pentru valori } \frac{I_S}{I_n} \geqslant 2, \qquad (5)$$

unde I_S este curentul de suprasarcină, iar I_n curentul nominal al transformatorului.

Desigur că această relație care indică o proporționalitate între timp și pătratul raportului curenților nu poate fi extinsă într-un domeniu prea larg, deoarece nu se ține seamă de cedările de căldură în domeniul timpilor mari (de remarcat însă că în acest caz este acoperitoare).

În normele VDE 0532/8.64 se dă relația de calcul:

$$\theta_{ek} = \theta_0 + aS_k^2\, t, \qquad (6)$$

în care:

- θ_{ek} este temperatura finală la scurtcircuit, °C;
- θ_0 — temperatura inițială a înfășurării, °C;
- S_k — densitatea de curent la scurtcircuit, A/mm²;
- t — timpul, (durata scurtcircuitului);
- a — coeficient care depinde de temperatura înfășurării și de faptul că înfășurarea este făcută din aluminiu sau cupru, °C/S/(A/mm²)².

Folosind valorile date în tabelele din VDE 0532/8.64 și efectuînd operațiile corespunză-

toare, rezultă pentru transformatorul în aluminiu clasa de izolație A_0, relația :

$$t = 1\,130 \left(\frac{I_n}{I_k}\right)^2, \qquad (7)$$

iar pentru transformatoarele în cupru aceeași clasă de izolație :

$$t = 1\,480 \left(\frac{I_n}{I_k}\right)^2, \qquad (8)$$

unde I_k este curentul de scurtcircuit.

Aceste valori au fost obținute pentru densități de curent în regim nominal de 2,2 A/mm² pentru aluminiu și 3,5 A/mm² pentru cupru, valori obișnuite pentru transformatoare de putere medie și medie tensiune; diferențele de timp (aproximativ dublu pentru valorile obținute după VDE) se explică prin aceea că în conformitate cu normele VDE se acceptă o temperatură finală ridicată (200°C pentru aluminiu și 250°C pentru cupru), ceea ce înseamnă o puternică solicitare a izolației din punct de vedere termic. Trebuie menționat, de asemenea, că aceste temperaturi de calcul sînt stabilite pentru solicitări la scurtcircuit și nu în regim de suprasarcină. Socotind că solicitările la suprasarcină sînt mai frecvente și că îmbătrînirea izolației joacă un rol esențial în durata de viață a transformatorului, se propune utilizarea relației (5) pentru ambele tipuri de înfășurări (aluminiu și cupru).

Efectul limitativ al siguranțelor și puterea de rupere mărită nu-și găsesc justificarea în domeniul curenților de scurtcircuit ai transformatoarelor pe care le protejează, deoarece acești curenți sînt încă suficient de mici pentru a nu pune aceste probleme. În cazul în care apare un scurtcircuit în rețea, ca urmare a defectării transformatorului pe partea de înaltă tensiune (alimentare), efectul limitativ, ca de altfel și puterea de rupere a siguranței, joacă un rol esențial protejînd celelalte aparate, ca și transformatorul, împotriva evoluării defectului care poate duce la explozie. În acest caz, puterea de rupere a siguranței trebuie să fie cel puțin egală cu puterea de scurtcircuit a rețelei la bornele transformatorului.

Reprezentarea grafică a protecției unui transformator este similară cu reprezentarea grafică din figura 1, cu excepția că în coordonate dublu logaritmice, curba *DE* din figura 1 este o dreaptă dată de relația (5), iar punctul care caracterizează curentul tranzitoriu de cuplare trebuie să se afle sub caracteristica de protecție a siguranței. În literatura de specialitate [1] se indică cazuri în care aceeași siguranță este utilizabilă pentru protecția a două tipuri de transformatoare, schimbîndu-se numai releele de protecție pentru suprasarcini. O astfel de soluție indică, pe de o parte, lipsa unor siguranțe corespunzătoare pentru fiecare din transformatoarele protejate, iar pe de altă parte indică elasticitatea posibilităților de protecție.

3.2. Alegerea siguranțelor pentru protejarea bateriilor de condensatoare destinate îmbunătățirii factorului de putere în rețelele de medie tensiune

În ultima vreme s-a pus tot mai accentuat problema îmbunătățirii factorului de putere în rețelele de medie tensiune. Pentru o acțiune eficace a acestui sistem este necesară elaborarea unui echipament de protecție și automatizare complex. Soluția economică, ca și în cazul protecției transformatoarelor, constă în utilizarea unui ansamblu compus dintr-un întreruptor (separator de sarcină) pentru manevrele obișnuite în regim nominal, ca și pentru deconectarea suprasarcinilor cauzate de defectarea unuia sau mai multor elemente ale bateriei și dintr-o siguranță fuzibilă, care să deconecteze curenții de suprasarcină mari (peste 2,5—4 I_n) și curenții de scurtcircuit care pot apărea în rețea, ca urmare a defectării bateriei de condensatoare.

În mare, problema se pune în mod similar ca și în cazul transformatoarelor. Siguranța nu trebuie să deconecteze bateria de condensatoare în timpul regimului tranzitoriu de cuplare a acesteia la rețea. Față de cazul transformatoarelor, unde pentru determinarea valorilor I_e și t_e cît mai aproape de realitate, sînt necesare experimentări, în cazul bateriilor de condensatoare calculele sînt suficiente. Este necesar însă a se ține seamă de faptul că bateria are sau nu mai multe trepte.

Energia degajată în circuit ΔW, la manevra unei baterii, este independentă de valoarea rezistenței circuitului R, depinzînd numai de valoarea capacității bateriei C. Energia tranzitorie degajată în rezistența circuitului este, conform anexei 1, proporțională cu :

$$\int i^2 \mathrm{d}t = \frac{\Delta W}{R}. \qquad (9)$$

Pentru determinarea energiei este necesară cunoașterea mărimilor ΔW și R.

Pentru bateriile nefracționate [1] :

$$\Delta W = \frac{1}{2} C (U^2 - u^2). \qquad (10)$$

În cazul bateriilor fracționate, condiția cea mai grea (curentul tranzitoriu de cuplare cel mai mare) se stabilește la cuplarea ultimei trepte prin participarea nu numai a rețelei, dar și a celorlalte trepte ale bateriei, care în primul moment se descarcă pe treapta care se

cuplează ultima. În acest caz, energia degajată în circuit este :

$$\Delta W = \frac{1}{2}(C_1U^2 - C_2u^2) - \frac{1}{2} \cdot \frac{(C_1U + C_2u)^2}{C_1 + C_2} + C_2(U^2 - u^2), \tag{11}$$

unde C_1 este capacitatea celorlalte trepte, iar C_2 — capacitatea ultimei trepte care se cuplează.

Primii doi termeni ai relației (11) reprezintă energia cedată de bateria cuplată la rețea ultimei trepte care se cuplează și care nu afectează decît rezistența fuzibilului de protecție (rezistența restului rețelei nu interesează, treptele fiind montate în apropiere), iar ultimul termen reprezintă energia degajată în rezistența rețelei plus rezistența fuzibilului, de către sursă. În literatură [1] se neglijează ultimul termen datorită faptului că în cazul bateriilor fracționate se consideră că aportul rețelei este neesențial. Pentru calcule complete, în special atunci cînd se ajunge în vecinătatea limitei, este necesar ca și acest termen să fie luat în considerație. În cele ce urmează, pentru simplificarea calculelor, nu se va lua în considerare aportul rețelei.

Anclanșarea și declanșarea bateriilor de condensatoare cu consecințele care rezultă din aceste manevre (supracurenți, supratensiuni), atît pentru baterii nefracționate, cît și pentru baterii fracționate sînt analizate în [3]. Determinarea rezistenței R a rețelei se face cunoscînd puterea de scurtcircuit P_k în punctul în care este montată bateria nefracționată, factorul de putere ($\cos \varphi$) și tensiunea de linie U :

$$R = \frac{U^2 \cos \varphi}{P}. \tag{12}$$

Notînd cu Q puterea trifazată a bateriei se obține, înlocuind aceste valori în (9) pentru faza cea mai solicitată (ultima fază cuplată la rețea) [1], expresia :

$$f(t) = \int i^2 \, dt = 1{,}5 \frac{Q P_k}{u^2 \cos \varphi}. \tag{13}$$

Această expresie se aplică și pentru cazul bateriilor fracționate dacă siguranțele fuzibile protejează întreaga baterie (toate treptele). Pentru calcule practice se exprimă Q în kVAR, P_k în MVA, U în kV.

Dacă bateria de condensatoare este fracționată în n trepte identice de putere q, protejată fiecare treaptă prin fuzibile de rezistență r, solicitarea maximă are loc la cuplarea ultimei trepte și este dată de relația (1) :

$$f_1(t) = \int i^2 dt = 2 \frac{q}{r} \left(\frac{n-1}{n} \right)^2, \tag{14}$$

unde q este exprimat în kVAR, iar r în Ω (este neglijată influența rețelei).

De remarcat că în ambele cazuri și, în special, în ultimul, utilizarea unor bobine de reactanță pentru micșorarea curenților în regim tranzitoriu nu influențează schimburile de energie determinate cu relațiile (13) și (14).

Cunoscînd valorile expresiilor (13) și (14) se poate alege siguranța care să reziste la solicitările în regim tranzitoriu. Ca și în cazul transformatoarelor, se admite o marjă de siguranță de 50%.

În acest caz, expresia (13) devine :

$$f'(t) = 2{,}4 \frac{Q P_k}{U^2 \cos \varphi}, \tag{15}$$

iar expresia (14) devine :

$$rf'_1(t) = 39 \left(\frac{n-1}{2} \right)^2. \tag{16}$$

Pentru o alegere judicioasă este necesar a se cunoaște expresia $F(t)$ a siguranței :

$$F = \int I^2 dt = KS^2, \tag{17}$$

unde :

$K = 8.10^8$ A/cm² pentru argint ;

S — secțiunea fuzibilului, cm².

În cazul mai multor fire în paralel, S reprezintă secțiunea totală a firelor de argint. Dacă firele nu au o secțiune constantă, în calcule va fi introdusă secțiunea minimă.

Valorile funcțiilor $F(t)$, respectiv $rf(t)$ ale siguranței, în funcție de curentul nominal pot fi trecute într-o abacă corespunzătoare protecției bateriilor nefracționate, respectiv fracționate. În aceste abace sînt determinate în fond pentru fiecare curent nominal (căruia îi corespunde o anumită secțiune, care în general nu este funcție de tensiune nominală) cîte un punct maxim, care indică folosirea respectivei siguranțe pentru protejarea oricărei baterii de condensatoare (fracționate sau nu), a cărei expresie (16), respectiv (15), este cuprinsă între acest punct și punctul similar al siguranței de curent nominal, imediat inferior. Pentru valori ale funcțiilor $F'(t)$, respectiv $rf'_1(t)$ mai mici decît această plajă de valori, este necesară folosirea unei siguranțe de curent nominal mai mic. Invers, pentru valori mai mari ale funcțiilor $f'(t)$ și $rf'_1(t)$.

Cu titlu de exemplu, în figurile 4 și 5 sînt date funcțiile $F(t)$, respectiv $rF(t)$ pentru noile tipuri de siguranțe care sînt în curs de elaborare la I.C.P.E.

Pentru protecția unei baterii nefracționate de $Q = 360$ kVAR, montată într-o rețea cu $I_k = 150$ MVA, $U_n = 6$ kV și $\cos \varphi = 0{,}2$, rezultă $f'(t) = 18.10^3$, rezultînd din abaca din figura 4, unde este indicată folosirea siguranței

de 63 A. În acest caz, coeficientul de supracalibrare a siguranței va fi :

$$N = \frac{I_{ns}}{I_n} = \frac{63}{36} = 1{,}75,$$

unde I_{ns} este curentul nominal al siguranței, iar I_n este curentul nominal al bateriei.

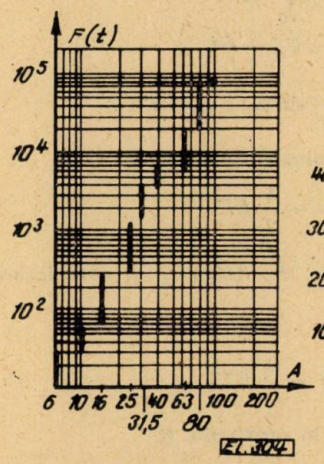


Fig. 4. Valorile funcției $F(t)$ funcție de curentul nominal pentru siguranțele în curs de elaborare la I.C.P.E.

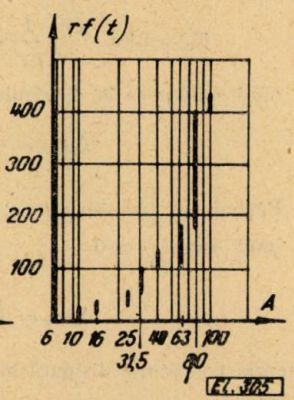


Fig. 5. Valorile funcției $rF(t)$ în funcție de curentul nominal pentru siguranțele în curs de elaborare la I.C.P.E.

În mod similar se procedează pentru bateriile fracționate.

3.3. Protecția motoarelor

Problema care se pune la protecția motoarelor este similară cu cele studiate la punctele 3.1 și 3.2. Utilizarea în acest caz a unui întreruptor apare ca nerațională, dat fiind numărul des de conectări. Soluția optimă este realizarea unui echipament care constă dintr-un contactor capabil să deconecteze suprasarcinile și siguranțe fuzibile. În acest caz, supracurenții de manevră apar la pornire. Problema este mai complexă decît în cazurile precedente deoarece atît valoarea acestor supracurenți, cît și durata lor nu depind numai de caracteristicile motorului protejat, ci și de felul pornirii (direct, prin șuntarea rezistențelor rotorului, prin autotransformatoare, prin comutatoare stea-triunghi etc.), de frecvența pornirilor care poate deveni importantă în cazul unor porniri la intervale scurte de timp (în special în cazul unor timpi mai mici de 5 min între două porniri) și de durata pornirii.

În cazul pornirii directe (cuplare directă la rețea a motorului) trebuie îndeplinită condiția :

$$I_f \gg 1{,}25\ I_m, \qquad (18)$$

unde I_f este curentul de fuziune a siguranței pentru timpul T de pornire a motorului, iar I_n este curentul echivalent pentru același timp T.

În cazul pornirii în mai multe trepte trebuie făcută verificarea pentru prima treaptă în mod similar. De asemenea, trebuie făcută verificarea pentru un curent echivalent I_e și un timp echivalent T_e determinate [1] cu relațiile :

$$T_e = \sum_{i=1}^{i=n} T_i, \qquad (19)$$

$$I_e = \left[\frac{\sum_{i=1}^{i=n} I_i\, T_i}{T_e}\right]^{1/2}. \qquad (20)$$

Concluzii

În toate cazurile de protecție prin siguranțe fuzibile, studiate în articolul de față (protecția transformatoarelor, bateriilor de condensatoare, motoarelor), siguranțele constituie un mijloc eficace și economic, atît din punctul de vedere al investițiilor (gabarite reduse, cost scăzut nu numai pentru aparatajul de protecție, dar și pentru instalațiile protejate), cît și din punctul de vedere al întreținerii. Datorită efectului de limitare, eforturile electrodinamice sînt mult reduse și, ca urmare, instalația protejată nu este necesar a fi dimensionată corespunzător valorii curentului de șoc. Utilizarea siguranțelor pe o scară tot mai largă, datorită avantajelor menționate, impune, pe lîngă o îmbunătățire substanțială a performanțelor lor în ceea ce privește acuratețea caracteristicii de protecție și mărirea puterii de rupere, o alegere judicioasă în funcție de circuitul protejat. Datorită fenomenelor tranzitorii care au loc la cuplarea diferitelor circuite la rețea, dintre care interesează în cazul studiat supracurenții de cuplare, apare ca necesară alegerea unor siguranțe cu curent nominal superior curentului nominal al circuitului protejat. Rezultă că în acest caz este imposibilă protecția circuitului la supracurenții de ordinul $2-3\ I_n$, siguranța asigurînd protecția numai în zona supracurenților mari și, în special, în zona curenților de scurtcircuit, cu avantajele notate. Pentru zona curenților de suprasarcini mici, ca de altfel și pentru manevrele subsarcină, este necesară utilizarea unui aparat de deconectare cu putere de rupere scăzută, echipat cu relee de declanșare (v. cap. 3) și, în general, posibilitatea de a efectua un număr mare de manevre (separator de sarcină, contactor). Pentru o alegere judicioasă a siguranțelor este necesară cunoașterea unor mărimi nu numai calitativ, dar și cantitativ, ca de exemplu : capacitatea de a suporta suprasarcini a transformatoarelor de medie tensiune (6, 10, 20, 35 kV) și medie putere (pînă la 1 600 kVA), curenții și timpii echivalenți la cuplarea transformatoarelor în gol, curenții și timpii echivalenți la cuplarea sub diferite forme a motoarelor la rețea.

ANEXA 1

Energia tranzitorie acumulată în inductivitatea circuitului din figura 6 este :

$$\Delta W_L = \int_0^t U_L\, i\, dt,$$

unde :

$$i = I\, e^{-\frac{t}{2T}} \sin \nu t$$

și

$$U_L = L\frac{di}{dt} = LI\, e^{-\frac{t}{2T}} \left(\nu \cos \nu t - \frac{1}{2T} \sin \nu t\right).$$

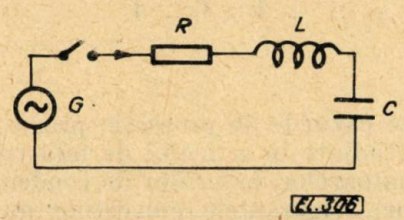


Fig. 6. Schema electrică pentru calculul energiei degajată în rezistența R.

S-a notat :

$$T = \frac{L}{R} \; ; \; V = \pm \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$\Delta W_L = LI^2 \int_0^t e^{-\frac{t}{T}} \left(\nu \cos \nu t - \frac{1}{2T} \sin \nu t\right) \cdot \sin \nu t\, dt =$$

$$= LI^2 \int_0^t e^{-\frac{t}{T}} \left(\nu \, din \, \nu t \cos \nu t - \frac{1}{2T} \sin^2 \nu t\right)$$

$$\Delta W'_L = \nu LI^2 \int_0^t e^{-\frac{t}{T}} \sin \nu t \cos \nu t\, dt =$$

$$= \left| \frac{e^{-\frac{t}{T}}}{8\nu^2 + \frac{2}{T^2}} \left[\left(-\frac{1}{T}\right) \sin 2\nu t - 2\nu \cos 2\nu + \right] \right|_0^{t \geqslant 3T}$$

$$\Delta W'_L = -\frac{2\nu^2}{8\nu^2 + \frac{2}{T^2}} \cdot LI^2$$

Pentru cazuri practice $\frac{1}{T^2} \approx 0$

$$\Delta W'_L = -\frac{LI^2}{4}$$

$$\Delta W''_L = \frac{LI^2}{2T} \int_0^t e^{-\frac{t}{T}} \sin^2 \omega t\, dt =$$

$$= \left| \frac{e^{-\frac{t}{T}} \sin \nu t \left[\left(-\frac{1}{T}\right) \sin \nu t - 2\nu \cos \nu + \right]}{4\nu^2 + \frac{1}{T^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{2\nu^2 e^{-\frac{t}{T}}}{\left(4\nu^2 + \frac{1}{T^2}\right)\left(-\frac{1}{T}\right)} \right|_0^{t \geqslant 3T}$$

$$\Delta W''_L = -\frac{2\nu^2 T}{4\nu^2} \cdot \frac{LI^2}{2T} = -\frac{1}{4} LI^2$$

$$\Delta W_L = \Delta W'_L + \Delta W''_L = -\frac{1}{2} LI^2 .$$

Energia tranzitorie acumulată în capacitate :

$$\Delta W_c = \int_0^t U_c\, i\, dt$$

$$U_c = -U_L - Ri$$

$$U_c = LI\, e^{-\frac{t}{2T}} \left(\frac{1}{2T} \sin \nu t - \nu \cos \nu + \right).$$

În mod similar ca la determinarea ΔW_L

$$\Delta W_c = -\frac{1}{2} LI^2.$$

Făcîndu-se transformarea $I^2 = (U_c \nu C)^2$ și considerînd ca mai sus $\frac{1}{T^2} \approx 0$

$$\Delta W_c = -\frac{1}{2} CU_c^2$$

Energia tranzitorie disipată în rezistența R

$$\Delta W_R = \int_0^t Ri^2\, dt = \int_0^t RI^2 e^{-\frac{t}{T}} \sin^2 \nu t =$$

$$= RI \left| \frac{e^{-\frac{t}{T}} \sin \nu t \left[\left(-\frac{1}{T}\right) \sin \nu t - 2\nu \cos \nu t\right]}{4\nu^2 + \left(\frac{1}{T}\right)^3} + \right.$$

$$\left. + \frac{2\nu^2 e^{-\frac{t}{T}}}{\left(4\nu^2 + \left(\frac{1}{T}\right)^3\right)\left(-\frac{1}{T}\right)} \right|_{t=0}^{t \geqslant 3T} =$$

$$= -\frac{RI^2 \cdot 2\nu^2 T}{4\nu^2 + \left(\frac{1}{T}\right)^2} = -\frac{RI^2}{2} T = -\frac{LI^2}{2} = -\frac{1}{2} CU_c^2$$

În concluzie energia acumulată în C și L oscilează între aceste două elemente, disipîndu-se în cele din urmă în rezistența R.

Bibliografie

[1] *Romier, M. R.* Coupe-circuit à fusibles limiteurs de courant. In : R.G.E., t. **65**, aprilie 1956, p. 209–227.
[2] *Kriechbaum, K.* Neue Hochspannungs-Hochleistungssicherungen. In : A.E.G. Mitteilungen **47**, nr. 7–8, 1957, p. 265–270.
[3] *Lohausen, K. A.* Neue strombegrenzende Hochspannungssicherungen für wechselstrom. In : Elektrie **18**, nr. 2, 1964, p. 59–61.
[4] *Mocsary, J.* Neue Untersuchungen an Hochspannungs-Hochleistrungssicherungen mit sehr hohem Abschaltvermögen und niedrigen Schaltüberspannungen. In : Elektrie, nr. 10, 1963, p. 305–307.
[5] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice. București, Editura tehnică, 1959.
[6] *Prigent, M. H.* Mécanismes de l'enclanchement et de la coupure des batteries de condensateurs raccordées en dérivation dans les réseaux à moyenne tension. In : Bull. S.F.E., t. 4, sept. 1954, p. 513–526.

Intrat în redacție la 20. VI.1966

Construcţia şi tehnologia siguranţelor lente de 6-100 A, 500 V, 50 Hz

Ion Barbu * — Bucureşti

CZ 621.316.923.1.027.24.002.2

Siguranţele fuzibile lente (cu întîrziere) sînt folosite în instalaţiile electrice la care în perioadele tranzitorii (pornirea motoarelor, conectarea transformatoarelor, condensatoarelor etc.) apar curenţi de cîteva ori curentul nominal, un timp de ordinul secundelor şi în insalaţiile care, în mod trecător, pentru un timp de ordinul secundelor, preiau curenţi mari. Aceste instalaţii nu pot fi protejate cu siguranţele rapide de curenţi nominali corespunzători curentului de sarcină, datorită caracteristicii de protecţie care la curenţii tranzitorii amintiţi are un timp de fuziune mai mic decît timpul cît durează fenomenul tranzitoriu respectiv. Utilizarea siguranţelor rapide duce la funcţionarea nedorită în aceste perioade tranzitorii, în consecinţă, la deconectarea instalaţiilor. Deci protecţia corectă a acestor instalaţii se realizează cu siguranţe cu întîrziere, care, în general, păstrează tipul constructiv al siguranţelor clasice (rapide), modificîndu-se caracteristicile patronului fuzibil.

Patroanele fuzibile cu întîrziere au fost realizate în tehnica mondială, în principal, pe două căi. Într-o primă variantă, siguranţele se execută din bandă cu găuri de strangulare şi cu material eutectic [1], [2]. O a doua soluţie constă în spiralizarea fuzibilului pe porţiunea din mijloc, care are ca efect încălzirea intensă la supracurenţi mici [3]. Cu prima dintre soluţii se realizează siguranţe cu capacitate mare de rupere şi cu efect limitativ al curentului. Datorită acestor avantaje, siguranţele realizate în I.C.P.E. au ca principiu constructiv prima variantă — bandă cu diverse găuri, pentru strangularea secţiunii şi folosirea materialului eutectic.

Din încercările efectuate asupra siguranţelor realizate se constată performanţe ridicate ale acestora. Astfel, capacitatea de rupere a siguranţelor de 6—100 A este de 16 kA, deşi normele [4], [5] indică 4 kA pentru siguranţele de 6—25 A; 8 kA pentru siguranţele de 25—63 A şi 16 kA pentru siguranţele de 80—200 A, iar caracteristica de limitare a curentului este la nivelul tehnicii actuale. Menţionăm că siguranţele nu au fost încercate la un curent mai mare de 16 kA şi este posibil să funcţioneze şi la curenţi mai mari de 16 kA.

1. Criterii pentru alegerea construcţiei siguranţelor

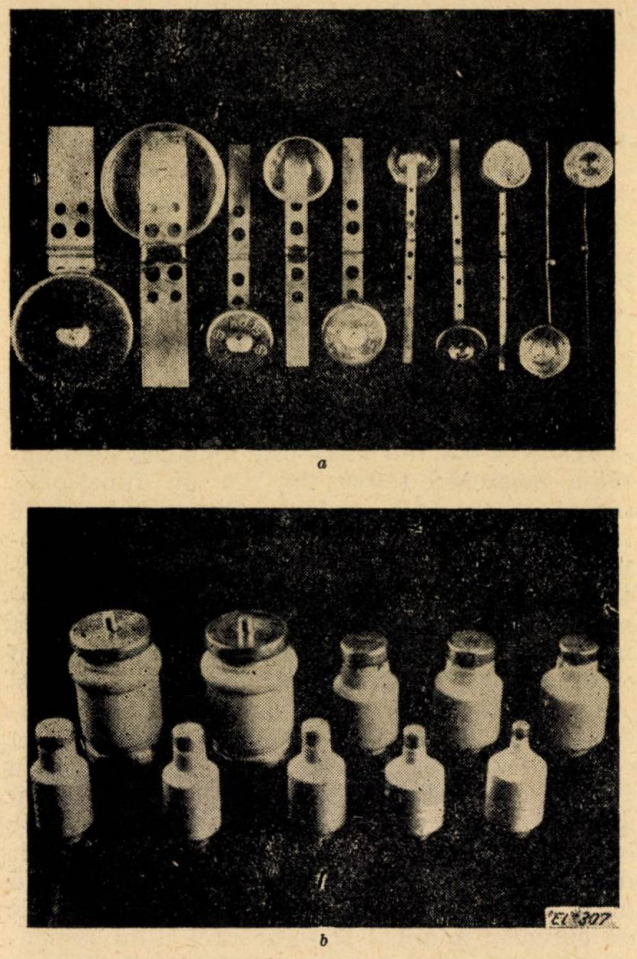
Pentru reproducerea caracteristicilor de fuziune şi pentru funcţionarea sigură, atît la supracurenţi, cît şi în special la scurtcircuit se impune respectarea unor condiţii constructive obligatorii.

1.1. Criterii constructive. La alegerea soluţiei s-a avut în vedere ca siguranţele fuzibile obţinute cu patroanele respective să satisfacă cerinţele normelor [4], [5], [6] privind capacitatea de rupere, caracteristica de fuziune, încălzirea şi durata de viaţă. Pentru aceasta, dintr-o serie de încercări preliminare a rezultat că forma fuzibilelor trebuie aleasă în funcţie de rezultatele obţinute la încercările de supracurenţi şi, în special, la scurtcircuit. Astfel, siguranţele de 16 A, realizate cu fuzibile din fire rotunde, nu au corespuns la încercările de scurtcircuit efectuate la tensiunea de 550 V, 4 kA şi $\cos \varphi \cong 0{,}3$, un sfert din numărul siguranţelor încercate (circa 25) nu au funcţionat corect, provocînd explozii. Siguranţele de 6 şi 10 A cu fuzibil din sîrmă rotundă funcţionează normal la scurtcircuit în condiţiile arătate mai sus. Siguranţele de 50 şi 63 A cu fuzibil din bandă lată de 4 mm s-au comportat nesatisfăcător la încărcările de scurtcircuit efectuate la tensiunea de 550 V, 8 kA şi $\cos \varphi = 0{,}3$. Din numărul total de siguranţe încercate (circa 50) numai trei sferturi au funcţionat corect. Din această cauză, siguranţele pentru curenţi nominali mai mari de 16 A au fost realizate cu bandă de argint, iar la siguranţele de 50 şi 63 A lăţimea benzii de argint s-a mărit de la 4 la 5,5 mm. Lăţimea corectă a benzii de argint se alege, din experimentări, în funcţie de curentul nominal al siguranţei şi de dimensiunile interioare ale patronului ceramic. Forma fuzibilelor este arătată în figura 1. După cum se observă, acestea au materialul eutectic la mijlocul fuzibilului, iar majoritatea fuzibilelor au cîte patru găuri, strangulîndu-se fuzibilul la diferite distanţe, pe lungimea lui. Găurile practicate servesc pentru divizarea arcului electric (acesta apărînd în punctele de strangulare) şi favorizarea stingerii lui, cum şi pentru obţinerea unui efect limitator de curent. Acesta se obţine datorită faptului că secţiunea totală este dimensionată pentru funcţionarea la curent nominal, iar secţiunea redusă datorită strangulărilor, constituie pentru curentul de scurtcircuit locuri unde fuziunea apare mai devreme. De asemenea, supratensiunile care apar la deconectare, datorită stingerii arcului în mai multe puncte în serie, sînt atenuate.

1.2. Tipul constructiv. Siguranţele construite fac parte din tipul clasic de siguranţe cu filet de tip închis cu material de umplere pentru stingerea arcului electric. Ca material de umplere este folosit nisipul de cuarţ cu un conţinut de

* Ing. *I. Barbu* este şeful secţiei Aparate electrice din I.C.P.E.

SiO_2 mai mare de 98,5%. În tabela 1 sînt prezentate cîteva sortimente de nisip folosit la siguranțele electrice la stingerea arcului, de unde rezultă că nisipul de cuarț Miorcani (Repu-



a

b

Fig. 1. Patroanele și fuzibilele siguranțelor de la 6—100 A : *a* — seria de fuzibile ; *b* — seria de patroane.

blica Socialistă România) este calitativ asemănător cu nisipul Siemens. Cel mai bun nisip este nisipul polonez care conține peste 99,3% SiO_2 și nu are oxizi metalici.

Tabela 1

Conținutul diferitelor nisipuri de cuarț

Elemente componente / Proveniență	SiO_2, %	Fe_2O_3, %	Al_2O_3 %	Total oxizi	Umiditate
Siemens (din analiză)	98,05	0,59	1,46		0
R.D.G. (E.I.K.) (din analiză)	97,51	0,14	2,15		0,03
Polonez [2]	99,46 99,38			0,40 0,44	0,02 0,01
Republica Socialistă România (Miorcani)	98,57	0,11	0,66		0,03

Principiul constructiv al siguranțelor, în afara patronului și fuzibilului, a fost menținut ca la seria unitară de siguranțe rapide [7], folosind construcția clasică a capacelor și soclurilor [8].

2. Tehnologia patroanelor fuzibile

Pentru realizarea unor siguranțe corecte, ștanțarea și fixarea fuzibilului prezintă un deosebit interes.

2.1. Ștanțarea fuzibilelor se realizează astfel : din bandă lată, egală cu lungimea fuzibilului, se ștanțează lamelele fuzibile în așa fel încît

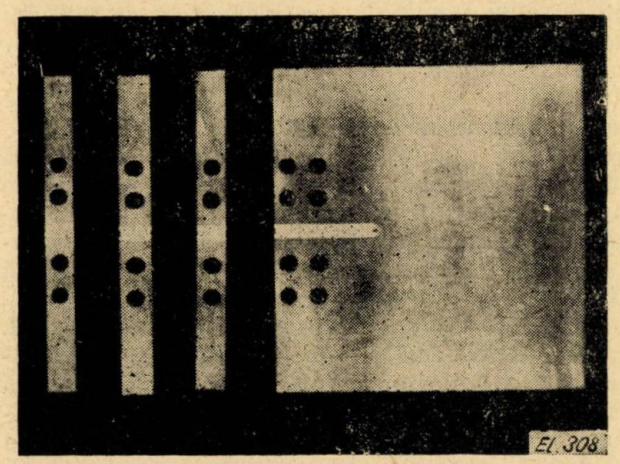


Fig. 2. Forma benzii, din care s-au ștanțat fuzibilele siguranțelor de 35 A.

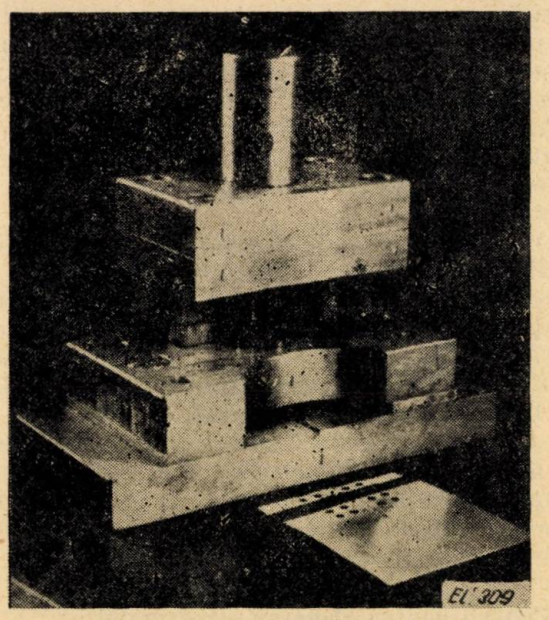


Fig. 3. Matrița pentru ștanțat fuzibilul siguranțelor de 35 A.

acestea să se obțină din lățimea benzii de argint. Forma unei benzi de argint din care s-a ștanțat fuzibilul pentru siguranța de 35 A este arătată în figura 2, iar în figura 3 este arătată matrița cu care s-a realizat această ștanțare.

2.2. Fixarea fuzibilului se face prin sudarea acestuia numai de căpăcelele inferioare pentru curenți nominali pînă la 63 A inclusiv și prin sudarea fuzibilului de ambele căpăcele pentru curenți nominali de 80 și 100 A. Se menționează că fuzibilul siguranțelor de 80 și 100 A se sudează la un capăt de piesa intermediară. Sudarea se execută la o mașină de sudat cu reglare automată a timpului de sudură.

Timpul de sudură, care este un element principal, se fixează în funcție de puterea mașinii de sudat și de curentul nominal al fuzibilelor. Acesta se determină experimental, în funcție de parametrii amintiți. Astfel, la o mașină de sudat de 7,5 kVA, cu care s-au sudat lamelele în I.C.P.F. pentru fuzibilele curenților nominali de 6, 10, 16, 20, 25 A, timpul a fost cuprins între 0,2 și 0,3 s, iar pentru fuzibilele siguranțelor de 35, 50 și 63 A un timp cuprins între 0,3 și 0,4 s. Fuzibilele siguranțelor de 80 și 100 A se sudează în trei puncte cu un timp cuprins între 0,3 și 0,4 s. Fuzibilul este dispus în piesa ceramică astfel încît aceasta să fie parcursă în diagonală, pentru a avea o răcire cît mai uniformă față de ansamblul piesei ceramice.

3. Experimentări

Experimentările s-au făcut cu scopul încercării siguranțelor, în special, la condițiile impuse de norme. Paralel cu aceste încercări au fost efectuate și altele, în scopul realizării unei cercetări cît mai aprofundate.

3.1. Încercarea siguranțelor la supracurenți s-a făcut atît după normele VDE [5], cît și după recomandările CEI [4]. Curenții la care s-au încercat siguranțele au fost de 2,5 I_n, 3 I_n, 4 I_n 5 I_n și 7 I_n. Pentru curenți de 2,5 I_n, 3 I_n, 4 I_n sînt prevăzuți în normele VDE [5] timpii de fuziune sub forma unei plaje înguste, iar pentru curenții de 5 I_n și 7 I_n, tot în aceeași normă, sînt date limitele superioare și inferioare ale timpilor de fuziune. Pentru curentul de 5 I_n în norma respectivă [5] se indică timpul maxim de fuziune, iar pentru curentul de 7 I_n, timpul minim de fuziune. După cum se observă din figura 4, plaja rezultată din timpii de fuziune indicați pentru curenții de 5 I_n și 7 I_n este mult mai mare decît plaja impusă pentru curenții 2,5 I_n, 3 I_n și 4 I_n indicați de norma VDE [5]. Curenții de 2,5 I_n, 3 I_n și 4 I_n se referă după VDE la siguranțe *SL* (siguranțe normale), iar timpii indicați pentru curenții 5 I_n și 7 I_n se referă la siguranțele de tip *S—D*.

Siguranțele *D* sînt siguranțe de protecția liniei (*SL*), la care s-a realizat neinterșanjabilitatea (imposibilitatea de a schimba piesele între ele) prin dimensionarea diferită a diametrelor unor anumite piese care acționează la introducerea elementelor fuzibile [5].

Din analiza făcută mai sus referitor la caracteristica de fuziune rezultă că recomandările CEI [4] nu indică timpi de fuziune decît pentru curenții 5 I_n și 7 I_n ; timpii indicați de aceste recomandări coincid cu timpii indicați de normele VDE [5] pentru aceiași curenți și tipul de siguranță *S—D*.

Siguranțele realizate în I.C.P.E. au fost încercate la supracurenți atît în condițiile impuse

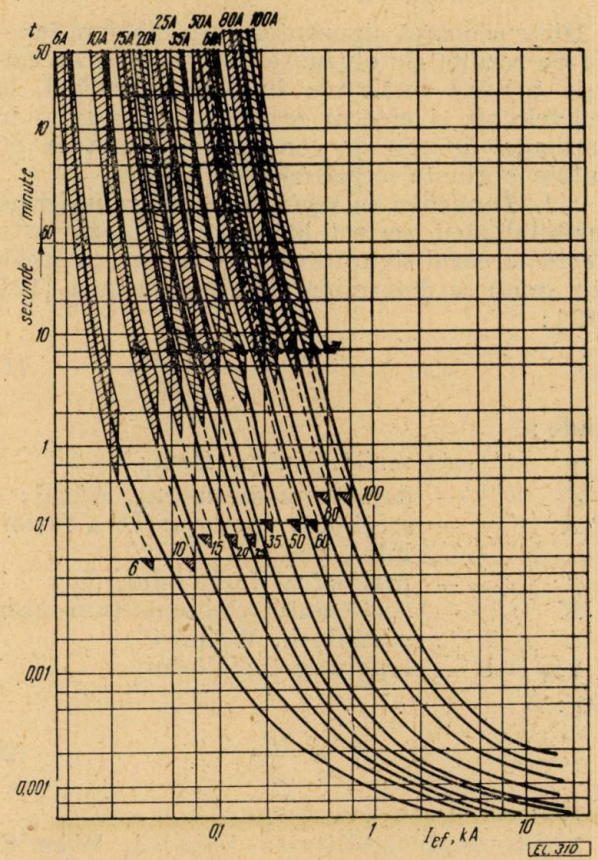


Fig. 4. Caracteristicile de fuziune ale siguranțelor.

siguranțelor *SL*, cît și în condițiile impuse siguranțelor *S—D*. Aceasta, pentru a avea o largă posibilitate de utilizare a siguranțelor respective. Rezultatele obținute în urma încercării siguranțelor la supracurenți sînt prezentate în figura 4.

3.2. *Încercarea siguranțelor la scurtcircuit* s-a făcut atît după condițiile impuse de normele VDE [5] pentru siguranțele *SL*, cît și pentru siguranțele *S—D*. Condițiile impuse de normele VDE [5] pentru siguranțele *S—D* coincid cu condițiile impuse de recomandările CEI [4]. Tensiunea la care trebuie să fie încercate siguranțele este egală cu 1,1 U_n și poate fi atît tensiune continuă, cît și tensiune alternativă. Astfel siguranțele de curent alternativ cît și cele de curent continuu pot fi încercate însă numai în curent alternativ, cu condiția ca scurtcircuitul să se producă după 30° electrice de la trecerea prin zero a tensiunii [4]. Această condiție poate fi realizată cu stația de încercări existentă în I.C.P.E. [9], care dispune de

un comutator program [10] și scurtcircuitor [11] special construite. Valorile capacităților de rupere impuse sînt : 4 kA pentru siguranțele de 6 —25 A ; 8 kA pentru siguranțele de 35— 63 A și 16 kA pentru siguranțele de 80—100 A, cu un factor de putere egal cu $0,3 \pm 0,1$.

4. Calculul siguranțelor

Dimensionarea siguranțelor s-a făcut în funcție de rezultatele obținute dintr-o serie de calcule privind încălzirea în regim nominal, la scurtcircuit și efectul termic al curentului în perioada de arc și compararea acestora cu datele obținute experimental.

4.1. Încălzirea în regim nominal considerînd fuzibilul răcit perfect la capete (ipoteză justificată în cazul siguranțelor lente care au încălziri mici) se determină folosind formula [12], [13]:

$$\tau(x) = \rho \frac{j^2 A}{K_p} \left[1 - \frac{\operatorname{ch} \sqrt{\beta x}}{\operatorname{ch} \sqrt{\beta x_1}} \right], \qquad (1)$$

unde :

ρ este rezistivitatea, Ωcm ;
j — densitatea de curent, A/cm² ;
A — secțiunea transversală a fuzibilului, cm² ;
p — perimetrul fuzibilului, cm ;
K — coeficientul global de transmisie a căldurii, W/cm²°C ;
$2x_1 = l$ — lungimea fuzibilului,

iar :

$$\beta = \frac{Kp}{\lambda A}, \qquad (2)$$

unde :

λ este conductibilitatea termică, W/cm°C.

Calculul termic al siguranțelor cu întîrziere se face neglijînd efectul metalurgic al eutecticului. Această ipoteză este justificată în cazul funcționării siguranțelor la curentul nominal, la supracurenți importanți și scurtcircuit. Efectul metalurgic al materialului eutectic este important la supracurenți mici (de exemplu, la curentul de fuziune 1,6 I_n). Graficul încălzirii în funcție de lungimea fuzibilului exprimat analitic prin relația (1) este reprezentat în figura 5.

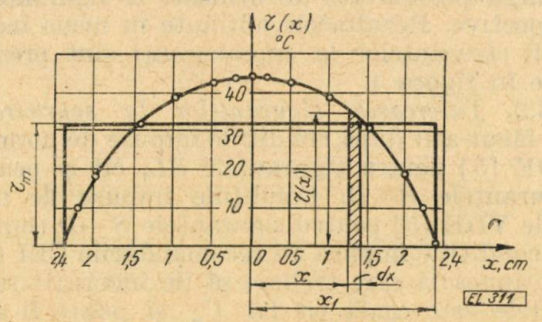


Fig. 5. Diagrama temperaturii în funcție de lungimea fuzibilului.

Din relația (1) se vede că încălzirea pentru aceeași densitate de curent și aceeași secțiune a fuzibilului este invers proporțională cu perimetrul fuzibilului. Și acesta a fost unul din motivele pentru care s-a ales fuzibil în formă de bandă, cînd a fost posibil tehnologic, la care perimetrul este pentru aceeași secțiune mai mare decît la alte forme geometrice (cerc, pătrat) și deci încălzirea mai mică.

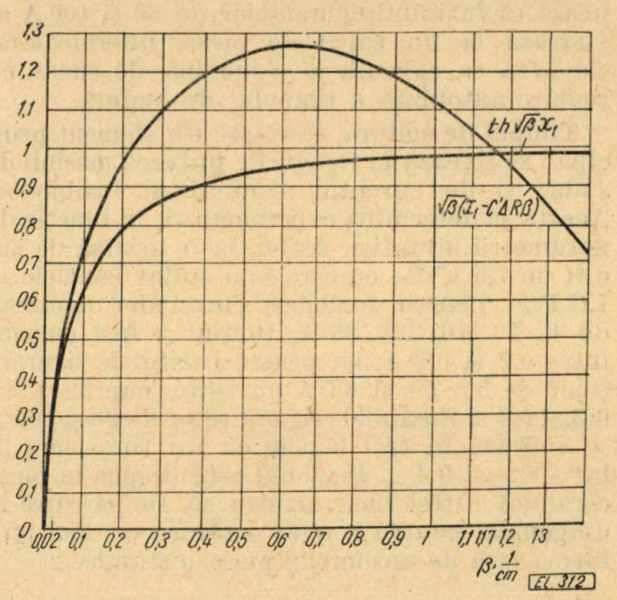


Fig. 6. Determinarea grafică a coeficientului de transmisie a căldurii.

Pentru calculul temperaturii cu relația (1) trebuie cunoscut coeficientul global de transmisie a căldurii (K) pentru tipul de siguranțe construit. Acest coeficient nu este indicat în literatura de specialitate, din care motiv am elaborat o metodă de determinare experimentală. Metoda constă în stabilirea unei expresii analitice a variației rezistenței electrice în funcție de acest parametru (K) folosind formula (1). Variația rezistenței electrice rezultate în urma măsurărilor experimentale se introduce în formula stabilită analitic, determinîndu-se mărimea K. Formula (1) are astfel un caracter semiempiric, deoarece K este un coeficient de transmisie a căldurii globale pentru o anumită formă constructivă a siguranțelor. Aceste calcule sînt făcute în anexa 1.

Rezistența în funcție de K, respectiv β (K este proporțional cu β (2)), este dată de relația (anexa 1 (3 a)) :

$$\sqrt{\beta} \left(x_1 - \frac{\Delta R A^3 \lambda}{2 \rho_0 \rho \alpha I^2} \beta \right) = \operatorname{th} \sqrt{\beta}\, x_1, \qquad (3)$$

unde :

ΔR este creșterea rezistenței de la rece la cald

$$(R_f - R_i).$$

Ecuația (3) se rezolvă grafic (fig. 6). Rezultatele calculului sînt trecute în tabela 2. După

cum se știe, coeficientul de transmisie a căldurii K este funcție de temperatură. Din acest motiv a fost calculată temperatura medie la care să se poată raporta acest coeficient. Expresia temperaturii medii este dată de relația (anexa 2 (4 a)):

$$\tau_m = \left[\theta_r - \frac{\theta_r}{\sqrt{\beta}x_1}\,\mathrm{th}\,\sqrt{\beta}x_1\right], \qquad (4)$$

unde:

$$\theta_r = \frac{\rho_a I^2}{K_P A} = \frac{\rho_a I^2}{\beta\lambda A^2}. \qquad (5)$$

Dacă facem următoarea substituție:

$$x_1\sqrt{\beta} = y, \qquad (6)$$

expresiile (3) și (4) devin:

$$y(1 - C\Delta R y^2) = \mathrm{th}\,y; \qquad (3')$$

$$\tau_m = \left[\theta_r - \frac{\theta_r}{y}\,\mathrm{th}\,y\right], \qquad (4')$$

unde:

$$C = \frac{A^3\cdot\lambda}{2\rho_0\rho\cdot\alpha\cdot I^2\cdot x_1^3}. \qquad (7)$$

Încălzirea medie a fuzibilului în funcție de variația rezistenței rezultă și din formula (5 a), (anexa 1):

$$\tau_m = \frac{\Delta RA}{2\rho_0\,\alpha x_1}. \qquad (8)$$

Parametrii calculați pentru acest tip de siguranțe (siguranțe cu întîrziere) sînt dați în tabela 2.

4.2. Efectul termic al curentului în perioada arcului se determină în cazul variației curentului de arc după formula $i_a = i_s - a_2 t^n$, cu relația [14]:

$$I^2 t_a = i_s^2 t_a - \frac{2a_2 i_s}{n+1} t_a^{n+1} + \frac{a_2^2}{2n+1} t_a^{2n+1}, \qquad (9)$$

iar în cazul variației liniare (cînd parametrul $n = 1$, $i_a = i_s - a_2 t$) a curentului de arc cu formula:

$$I^2 t_a = \frac{i_s t_a}{3}. \qquad (10)$$

Aceeași formulă (10) poate fi folosită și pentru calculul efectului termic al curentului în perioada fuziunii dacă siguranțele au un puternic caracter limitativ și deci variația curentului funcție de timp poate fi considerată liniară. Rezultatele calculelor sînt trecute în tabela 2.

5. Rezultate experimentale și interpretarea lor

Rezultatele experimentale obținute cu siguranțele executate după tehnologia descrisă, încercate la curentul nominal, supracurenți și scurtcircuit, sînt prezentate în continuare.

5.1. Rezultatele încercărilor la curentul nominal sînt trecute în tabela 2. Căderile de tensiune finale sînt mici, rezultînd ca o consecință a

Tabela 2

Parametrii experimentali și de calcul corespunzători curenților nominali și supracurenților mici

Parametri / Curent nominal, A	Siguranța	Curentul de încercare, A	Căderi de tensiune		Rezistența inițială × $\times 10^{-3}$, Ω	Rezistența finală × $\times 10^{-3}$, Ω	$\Delta \times 10^{-3}$	Coeficientul global de transmisie al căldurii K, W/cm² °C	Încălzirea medie, °C	Încălzirea maximă în centrul fuzibilului, °C
			ΔU_f obținute, mV	ΔU impus de normă, mV						
6	SL 6–2	I_n	180	325	24,2	30	5,8	$3{,}04\cdot10^{-2}$	60,2	82,2
	SL 6–3	I_n	188	325	27,5	31,3	3,8	$5{,}25\cdot10^{-2}$	39,4	51
	SL 6–10	I_n	375	325	23,3	29,1	5,8	$3{,}04\cdot10^{-2}$	60,2	82,2
	SL 6–11	I_n	157	325	23,3	26,2	2,9	$7{,}25\cdot10^{-2}$	30,1	37,8
	SL 6–12	I_n	160	325	21,7	26,7	5	$3{,}72\cdot10^{-2}$	51,8	69,4
	SL 6–64	1,5 I_n	310		25,6	34,6	9	$4{,}93\cdot10^{-2}$	93,4	121,5
	SL 6–65	1,5 I_n	320		30,6	35,6	5	$9{,}87\cdot10^{-2}$	51,8	63,5
	SL 6–66	1,5 I_n	340		32,8	37,8	5	$9{,}87\cdot10^{-2}$	51,8	63,5
10	SL 10–1	I_n	143	225	13	14,3	1,3	$3{,}13\cdot10^{-2}$	34,4	48,7
	SL 10–50	I_n	127	225	12	12,7	0,7	$7{,}25\cdot10^{-2}$	18,55	24,7
	SL 10–29	1,5 I_n	240		22	24	2	$5{,}44\cdot10^{-2}$	53	71,7
	SL 10–30	1,5 I_n	248		21,5	24,8	3,3	$2{,}69\cdot10^{-2}$	87,5	122
	SL 10–31	1,5 I_n	240		21	24	3	$2{,}86\cdot10^{-2}$	79,5	117,5
	SL 10–40	1,5 I_n	235		21	23,5	2,5	$4{,}03\cdot10^{-2}$	66,3	99

încălzirilor reduse. Astfel, căderea de tensiune pentru siguranțele de 6 A este cuprinsă între 157 și 188 mV; încălzirea maximă, la mijlocul fuzibilului pentru siguranțele de 6 A, este cuprinsă între valorile 37,8 și 82,2°C; încălzirea medie a fuzibilului de 6 A este cuprinsă între valorile 30,1 și 60,2°C. După cum se observă, căderile de tensiune și încălzirile sînt funcție de valoarea curentului nominal. Aceste rezultate experimentale au permis determinarea prin calcul (anexa 2) a coeficientului global de transmisie a căldurii. Valoarea acestui coeficient este cuprinsă între $(3{,}04-7{,}25)\,10^{-2}$, W/cm² °C pentru siguranța de 6 A și $(3{,}13-7{,}25)\,10^{-2}$, W/cm² °C pentru siguranța de 10 A. Dacă se compară valorile acestui coeficient de transmisie a căldurii cu valorile întîlnite în literatură [15], [16] pentru alte tipuri de aparate se constată o diferență foarte mare (coeficientul indicat în literatură este de circa zece ori mai mic). Astfel, cel mai mare coeficient de transmisie a căldurii indicat [15] se referă la cilindrii de porțelan în cuvă de ulei și este egal cu $(5{,}0-15{,}0)\,10^{-3}$, W/cm²°C,

Cercetări teoretice și experimentale, ample și relativ recente [16] privind încălzirea conductoarelor din aluminiu, au dus la determinarea unui coeficient de transmisie a căldurii de mărimea $(2{,}46-5{,}00)\,10^{-3}$ W/cm²°C. Aceste cercetări au fost efectuate pe conductori cu lungime mare (de ordinul metrilor, 1,83—2,4 m), considerînd încălzirea constantă pe lungimea conductorului. Condițiile diferite de experimentări, dimensiuni și material explică rezultatele dispersate ce s-au obținut. Din acest motiv, calculele termice ale siguranțelor, efectuate utilizînd coeficienți de transmisie a căldurii indicați în literatură pentru conductori, în general, nu sînt corespunzătoare. Astfel, se obțin pentru siguranțe care funcționează normal temperaturi de ordinul miilor de grade, deci mai mari decît temperatura de fuziune a materialului din care se execută fuzibilul (Ag). Din tabela 2 se mai observă căderea de tensiune mică în raport cu cea indicată de norme [4]. Astfel, căderea de tensiune obținută reprezintă 53,8% pentru siguranțele de 6 A și 60% pentru siguranțele de 10 A din cea indicată de norme.

5.2. Rezultatele încercărilor la supracurenți sînt arătate în tabela 2 și figura 4. Din tabela 2 se observă că încălzirile maxime obținute la supracurentul de 1,5 I_n, la care fuzibilul nu trebuie să se topească, nu depășește valoarea de 93,4°C. Acest lucru garantează că materialul eutectic, care are temperatura de fuziune de 178°C, nu influențează sensibil funcționarea siguranței la acest supracurent.

Din figura 4 rezultă că siguranțele realizate se încadrează în plaja timpilor de fuziune impuși de normele VDE [5] și cu atît mai mult respectă condițiile impuse de recomandarea CEI [4] pentru curenții de 5 I_n și 7 I_n.

5.3. Rezultatele încercărilor la scurtcircuit sînt cuprinse în tabela 3, figura 4 și figura 7

Tabela 3

Parametrii experimentali și de calcul corespunzători curenților de scurtcircuit

Siguranța	Curentul virtual de încercare maxim I_{sw}, A	Curentul de rupere i_s, A	Timpul de fuziune t_v, ms	Timpul de arc t_a, ms	Timpul total t_t, ms	I^2t_v, A²s	I^2t_a, A²s	I^2t_t, A²s	Factorul de supratensiune $U_v/\sqrt{2}\,U_n$	n	a_2, s²
SL 6—36	3 400	508	1,8	1,4	3,2	155	120	275	2,06	1	$3{,}62.10^5$
SL 6—46	24 700	1 470	0,7	1	1,7	500	720	1 220	—	1	$1{,}47.10^6$
SL 10—52	16 200	1 300	0,8	0,8	1,6	450	450	900	—	1	$1{,}62.10^6$
SL 10—53	16 200	1 380	0,8	1	1,8	510	630	1 140	—	1	$1{,}38.10^6$
SL 10—45	3 400	878	1,9	2,1	4	485	540	1 025	1,95	1	$4{,}16.10^5$
SL 10—56	24 700	1 660	0,8	1	1,8	730	920	1 650	—	1	$1{,}66.10^6$
SL 16—42	16 200	1 380	0,9	1,3	2,2	570	825	1 395	1,77	1	$1{,}06.10^6$
SL 16—61	3 400	580	2,5	1,6	4,1	280	180	460	2,06	1	$3{,}6\ .10^5$
SL 16—53	24 700	1 730	0,9	1	1,9	900	1 000	1 900	1,17	1	$1{,}73.10^6$
SL 20—50	3 400	1 070	2,8	3,4	6,2	1 060	1 300	2 360	1,82	1	$3{,}14.10^5$
SL 20—61	24 700	1 330	1	1	2	590	590	1 180	1,12	1	$1{,}33.10^6$
SL 25—65	16 200	2 300	1,3	1,3	2,6	2 260	2 260	4 520	1,17	1	$1{,}77.10^6$
SL 25—56	4 070	1 560	3,2	3,2	6,4	2 600	2 600	5 200	1,82	1	$4{,}9\ .10^5$
SL 25—71	24 700	2 340	1,4	1,8	3,2	2 550	3 300	5 850	1,1	1	$1{,}3\ .10^6$
SL 35—98	4 070	1 390	3,1	4,1	7,2	2 000	2 640	4 640	2	1	$3{,}4\ .10^5$
SL 35—82	24 700	2 130	1,4	1,6	3	2 130	2 420	4 550	1,32	1	$1{,}33.10^6$
SL 50—57	16 200	3 210	2,25	3,75	6	7 800	12 900	20 700	1,64	1	$8{,}55.10^6$
SL 50—80	4 070	2 250	4,8	4	8,8	8 100	6 750	14 850	2,06	1	$5{,}6\ .10^5$
SL 50—75	25 700	3 340	1,4	1,6	3	5 200	6 000	11 200	1,57	1	$2{,}08.10^6$
SL 60—95	4 070	2 660	6,2	4,3	10,5	14 600	10 000	24 600	1,88	1	$6{,}2\ .10^5$
SL 60—86	24 700	4 140	1,2	2	3,2	6 800	11 400	18 200	1,62	1	$2{,}06.10^6$
SL 80—45	4 070	3 320	7,2	4,3	11,5	26 400	15 800	42 200	1,45	1	$7{,}8\ .10^5$
SL 80—24	24 700	6 020	2,8	3,6	6,4	34 000	43 500	77 500	1,3	1	$1{,}67.10^6$
SL 100—35	4 070	3 610	7,2	5	12,2	31 400	21 700	53 100	1,45	1	$7{,}2\ .10^5$
SL 100—23	24 700	7 470	3,1	3,7	6,8	58 000	69 000	127 000	1,47	1	$2\ .10^6$

În tabela 3 sînt indicați curenții de scurtcircuit virtuali și de rupere, timpii de fuziune și de arc, factorul de supratensiune, parametrii n și a_2. După cum se observă, cea mai mare

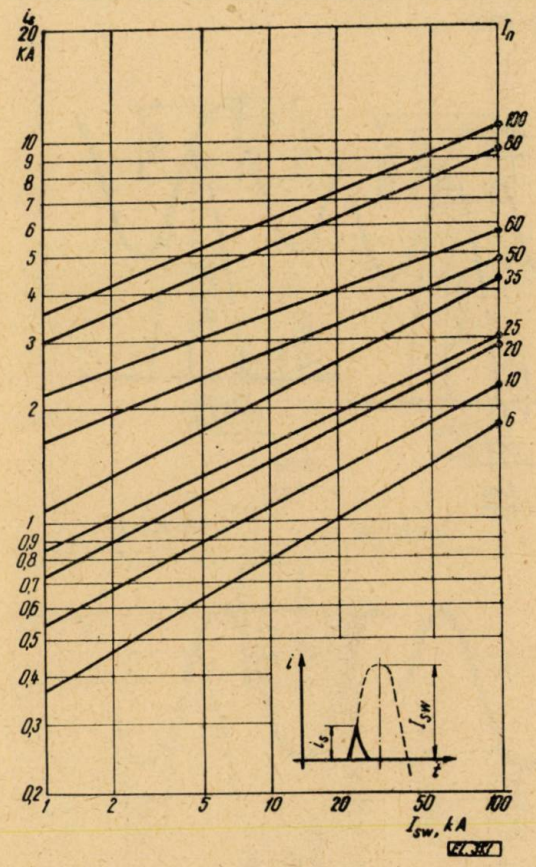


Fig. 7. Caracteristicile de limitare a curentului.

supratensiune s-a obținut la încercarea siguranței *SL* 50—80 la curentul maxim virtual de 4070 A. Factorul de supratensiune obținut are valoarea 2,06. După cum rezultă atît din tabela 3, cît și din figura 7, siguranțele sînt limitatoare de curent pentru curenții de scurtcircuit nominali și chiar pentru curenții de scurtcircuit inferiori curentului de scurtcircuit nominal. Pentru curenți de încercare de circa 10 I_n, siguranțele lente nu mai sînt limitatoare. Astfel, siguranța *SL* 50—79, încercată la curentul de 445 A, a întrerupt circuitul în 62 ms (fig. 8). Toate siguranțele, indiferent de curentul nominal, au fost încercate la 16 kA (fig. 9).

Efectul termic al curentului produs asupra circuitului protejat de siguranță, care este același cu cel produs în siguranță, a fost calculat și trecut în tabela 3. Acesta prezintă interes în cazul instalațiilor protejate, care au o capacitate termică mică, pentru a verifica dacă siguranța este corect aleasă. O protecție corectă este aceea la care capacitatea termică a siguranței este mai mică decît capacitatea termică a instalației protejate, astfel ca siguranța să funcționeze înainte ca instalația protejată să atingă temperatura limită.

6. Concluzii

1. Metoda elaborată și folosită pentru determinarea coeficientului global de transmisie a căldurii la siguranțe a permis determinarea și predeterminarea prin calcul a încălzirii maxime și medii a fuzibilelor siguranțelor. Din calculele efectuate s-a verificat că temperatura fuzibilului nu atinge nici la curentul mic de încercare (1,5 I_n) temperatura de topire a materialului eutectic din SnCd (178 °C) folosit la producerea efectului metalurgic. Valorile coeficientului global de transmisie a căldurii determinat, 4,46. $.10^{-2}$ °C (valoarea medie) pentru siguranță de 6 A și $5{,}19.10^{-2}$ °C pentru siguranța de 10 A este de circa zece ori mai mare decît valorile coeficienților de transmisie a căldurii întîlniți în literatură [15], [16] pentru alte tipuri de aparate electrice. De unde rezultă că nu pot fi folosiți coeficienții întîlniți în literatura de specialitate.

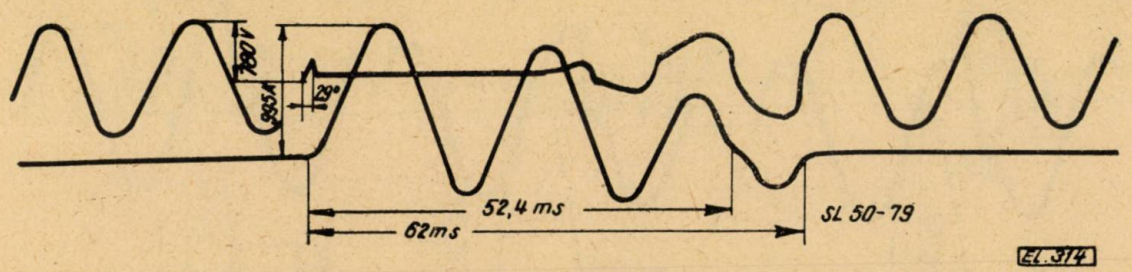


Fig. 8. Siguranța de 50 A, încercată la un curent în valoare efectivă de 445 A.

2. Pentru realizarea siguranțelor cu o capacitate de rupere ridicată și efect limitativ al curentului pronunțat, acestea trebuie, pentru curenți nominali mai mari de 16 A, executate cu fuzibile sub formă de bandă cu găuri executate pentru strangularea secțiunii. Această

soluție are și avantajul obținerii unor supratensiuni de deconectare mici ($U_v \leqslant 2\ U_n$) datorită întreruperii prin apariția arcurilor electrice în serie.

3. Se constată următoarele performanțe bune ale siguranțelor realizate: capacitatea de rupere de 16 kA, deși normele indică pentru unii curenți nominali valori mai mici (pentru 6—25 A, valoarea 4 kA; pentru 25—63 A, valoarea 8 kA), efect limitativ pronunțat, selectivitate, supratensiuni de deconectare reduse etc.

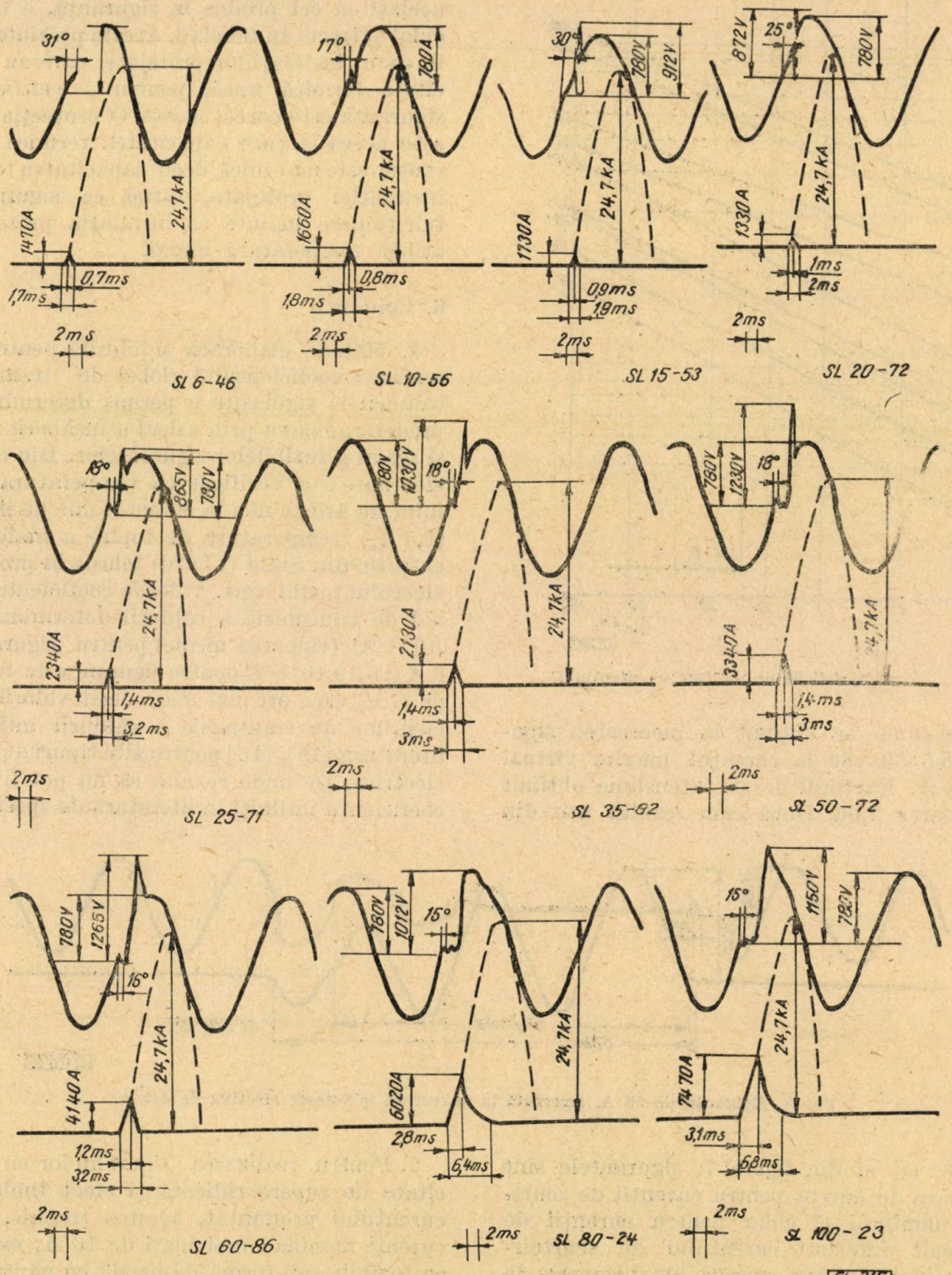


Fig. 9. Oscilogramele siguranțelor lente de 6—100 A, încercate la un curent în valoare efectivă de 16 200 A.

ANEXA 1

1. Calculul coeficientului de transmisie a căldurii

1.1. Determinarea coeficientului global de transmisie a căldurii în funcție de variația rezistenței fuzibilului. Rezistența electrică a unui conductor este funcție de temperatură. Pentru temperaturi nu prea mari se poate admite o variație liniară a rezistenței cu temperatura :

$$R_\theta = R_0(1 + \alpha\theta) = R_0 + R_0\alpha(\tau + \theta_a) = \\ = R_0 + \alpha R_0\theta_a + R_0\alpha\tau = R_a + \Delta R, \tag{1a}$$

unde R_a este rezistența la temperatura θ_a.

Variația rezistenței datorită încălzirii, ținînd seamă de relația (1) și figura 5, considerînd că încălzirea se face lent în timp, se calculează din formula :

$$\Delta R = 2\int_0^{x_1} \rho_0 \alpha \tau(x) \frac{dx}{A} = \frac{2\rho_0 \alpha\theta_r}{A}\left[x_1 - \frac{1}{\sqrt{\beta}} \operatorname{th} \sqrt{\beta}\, x_1\right]. \tag{2 a}$$

Din formula (2 a) rezultă implicit coeficientul global de cedarea căldurii în funcție de creșterea rezistenței :

$$\sqrt{\beta}\left(x_1 - \frac{\Delta R A^3 \lambda}{2\rho_0 \rho\, \alpha I^2}\beta\right) = \operatorname{th} \sqrt{\beta}\, x_1. \tag{3 a}$$

1.2. Calculul încălzirii medii a fuzibilului. Încălzirea medie a fuzibilului se calculează, ținînd seamă de relația (1) și figura 5, cu integrala :

$$\tau_m = \frac{1}{x_1}\int_0^{x_1} \tau(x)\, dx = \theta_r - \frac{\theta_r}{x_1\sqrt{\beta}} \operatorname{th} \sqrt{\beta} x_1. \tag{4 a}$$

Încălzirea medie a fuzibilului rezultă și din variația rezistenței fuzibilului :

$$R_\theta = R_0(1 + \alpha\theta), \quad R_a = R_0(1 + \alpha\theta_a),$$

de unde :

$$R_\theta - R_a = \Delta R = R_0 \alpha \tau_m,$$

iar :

$$\tau_m = \frac{\Delta R A}{2\rho_0 \alpha x_1}. \tag{5 a}$$

Înlocuind expresia (5 a) în (4 a) și făcînd calculele, obținem formula (3 a). Acest rezultat verifică ipotezele făcute în calculele de mai sus.

ANEXA 2

2. Exemple de calcul

2.1. Calculul coeficientului global de transmisie a căldurii se face cu formula (3) :

$$y(1 - C\Delta R y^2) = \operatorname{th} y. \tag{6 a}$$

Ecuația (3 a) se rezolvă grafic (fig. 6). Rezultatele sînt trecute în tabela 2. De exemplu, pentru siguranța SL 10—1, cu fuzibil rotund de ∅ 0,32 mm din Ag, ecuația (3 a) este satisfăcută pentru valoarea lui $y = \sqrt{\beta} x_1 = \sqrt{1{,}17} \cdot 2{,}4 = 2{,}6$. Această valoare a fost găsită pe cale grafică egală cu $0{,}984 \cong \operatorname{th} 2{,}6$.

Rezultă valoarea lui β din relația (6) :

$$\beta = \frac{y^2}{x_1^2} = 1{,}17, \quad 1/\text{cm}^2,$$

iar coeficientul de transmisie global al căldurii din ecuația (2) :

$$K = \frac{\lambda A \beta}{p} = 3{,}13 \cdot 10^{-2}, \quad \text{W/cm}^2\,^\circ\text{C}.$$

2.2. Încălzirea fuzibilului în funcție de lungime se determină cu formula (1). În centrul fuzibilului $x = 0$ și

$$\tau = 57{,}2\left[1 - \frac{1}{6{,}76}\right] = 48{,}7\,^\circ\text{C}.$$

Calculînd încălzirea pentru $x > 0$ pînă la valoarea $x = x_1$, obținem valorile trecute în figura 5.

Încălzirea medie a fuzibilului se determină cu formula (8) :

$$\tau_m = \frac{\Delta R \cdot A}{2\rho_0 \cdot \alpha \cdot x_1} = 34{,}4\,^\circ\text{C}.$$

Valoare găsită și grafic din media curbei $\tau(x)$ (fig. 5).

2.3. Efectul termic al curentului în perioada fuziunii și a arcului electric, datorită caracterului pronunțat liniar, s-a calculat cu formula (10), exemplificînd pentru siguranța SL 10—45, obținem :

$$I^2 t_a = \frac{i_s^2 t_a}{3} = 540\ A^2 s.$$

Bibliografie

[1] *Hensimeyer, G.* și *Rauch, W.* Neuer Diazed-Sicherungen. In : Siemens Zeitschrift **33**, nr. 6, 1959, p. 417—424.

[2] *Lipski, T.* și *Buncko, R.* Badania Wktadak bezpiecznikov instalacyjnych na 500 V. In : Przeglad Elektrotechniczny **31**, nr. 6, 1955, p. 406—409.

[3] *Srek, L.* Zpozdovaci pojistky pro motor. In : Elektrotechnik **6**, nr. 4, 1951, p. 86—88.

[4] * * * Recommandations de spécification pour les couples-circuits à fusibles pour usages domestiques et analogues, CEI, 23 (BC) 29, 1960.

[5] * * * Vorschriften für Leitungschutz sigerungen mit geschlossenen Schmelzeinsatz 500 and 750 V bis 200 A. VDE 0635/1, 1959.

[6] * * * Siguranțe unipolare cu filet pînă la 100 A, 500 V. STAS 452—53.

[7] *Barbu, I.* Construcția și tehnologia seriei unitare de patroane fuzibile rapide cu filet de joasă tensiune de 6—100 A. In : Electrotehnica **10**, nr. 7, 1962, p. 256—265.

[8] *Predoiu, C. A.* Evoluția siguranțelor fuzibile în țara noastră. In :Electrotehnica **7**, nr. 12, 1959, p. 439—446.

[9] *Pesici, M.* și *Barbu, I.* Stația de încercări de joasă tensiune a Institutului de cercetări electrotehnice. In : Electrotehnica **9**, nr. 11, 1961, p. 386—395.

[10] *Horlopan, Gh.* Comutator program pentru încercarea aparatajului de comutație. In : Electrotehnica **7**, nr. 4, 1959, p. 135—139.

[11] *Barbu, I.* Proiectarea și realizarea unui scurtcircuitor de 30 kA, 500 V. In : Electrotehnica **12**, nr. 9, 1964, p. 341—349.

[12] *Avramescu, A.* Contribuții la calculul încălzirii tranzitorii a siguranțelor fuzibile. In : Comunicările Academiei R.P.R., tom. **IV**, nr. 4, 1955, Electrotehnica.

[13] *Barbu, I.* Contribuții privind calculul și construcția siguranțelor fuzibile. În : Lucrările I.C.P.F. II, vol. **13**, A cincea sesiune de comunicări tehnico-științifice, București, 1965.

[14] *Barbu, I.* Considerațiuni privind calculul termic al siguranțelor la scurtcircuit. În : Electrotehnica **13**, nr.11, 1965, p. 440—447.

[15] *Babicov, M. A.* Aparate electrice (traducere din limba rusă). București, E.E.S., 1953.

[16] *Avramescu, A.* și *Mastero, S.* Încălzirea la scurtcircuit a conductorilor de aluminiu. In : Studii și Cercetări de energetică, tom. **III**, 1953, Electroenergetică.

Intrat în redacție la 25.II-1966

Wattmetre Hall de curent continuu, fără erori de metodă

Avram Heler * — Timişoara

CZ 621.317.784

1. Wattmetre Hall de curent continuu şi erorile lor de metodă

Elementul de bază dintr-un wattmetru Hall îl constituie multiplicatorul Hall, a cărui schemă electrică este reprezentată în figura 1.

Relaţia caracteristică pentru un asemenea multiplicator este:

$$U_H = KI_c B, \qquad (1)$$

unde:

U_H este tensiunea Hall, măsurată de milivoltmetrul mV;

K — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului, m²/A.s;

I_c — curentul de comandă, A;

B — inducţia magnetică, normală pe plăcuţa semiconductoare, Wb/m².

Din relaţia (1) se vede că tensiunea Hall poate fi o măsură pentru puterea $P = U_b I$, dacă una dintre mărimi (I_c sau B) va fi făcută proporţională cu curentul I, iar cealaltă (B sau I_c), cu tensiunea U_b, de la consumatorul a cărui putere urmează să fie măsurată.

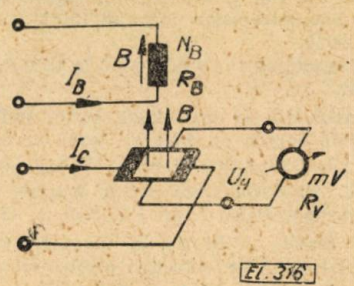


Fig. 1. Multiplicatorul Hall.

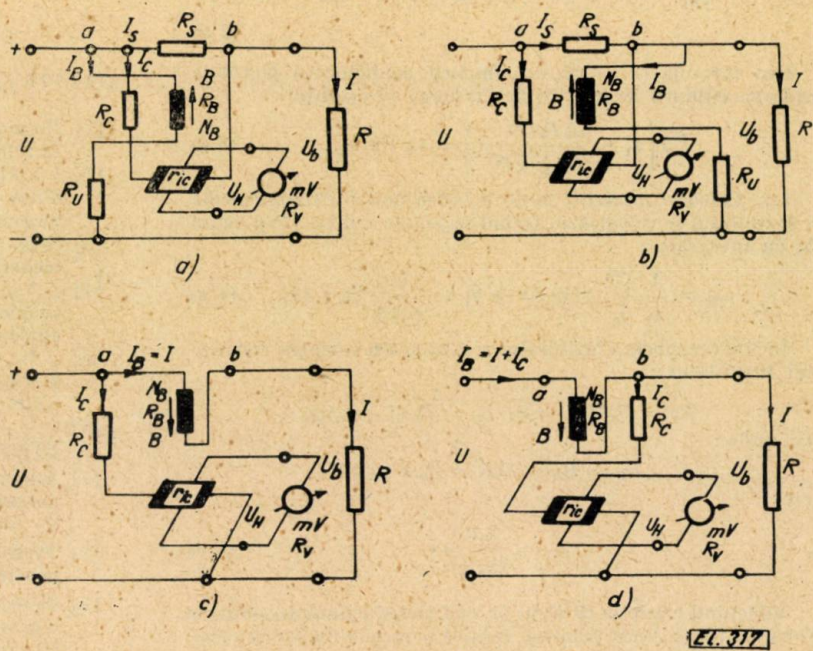


Fig. 2. Scheme de wattmetre Hall, cu erori de metodă.

Într-o lucrare recentă [1], autorul a propus realizarea wattmetrelor Hall după una din schemele prezentate în figura 2 *a*, *b*, *c*, *d*.

Wattmetrele realizate pe baza acestor scheme au fost analizate din punct de vedere al erorilor de metodă în [1]. În tabela 1 sînt prezentate erorile de metodă pentru fiecare schemă. Prin R_{ab} s-a notat rezistenţa echivalentă dintre punctele *a* şi *b*.

Rezultă deci că toate aceste wattmetre Hall sînt însoţite de erori de metodă, care sînt cu atît mai mari cu cît puterile de măsurat sînt mai mici. Pentru obţinerea unor erori de metodă cît mai mici, autorul a recomandat [1] realizarea wattmetrelor Hall după schemele din figura 2 *a* şi 2 *c*, pentru cazul puterilor de

Tabela 1

Schema	Puterea de măsurat	Puterea măsurată prin tensiunea Hall	Eroarea absolută de metodă	Eroarea relativă de metodă, %
Fig. 2, *a*	$P = U_b I$	$P_m = P + P_{ab}$	$P_{ab} = I^2 R_{ab}$	$\varepsilon\% = \frac{R_{ab}}{R} 100\%$
Fig. 2, *b*	$P = U_b I$	$P_m = P + P_B$	$P_B = U_b I_B$	$\varepsilon\% = \frac{R}{R_B + R_u} 100\%$
Fig. 2, *c*	$P = U_b I$	$P_m = P + P_B$	$P_B = I^2 R_B$	$\varepsilon\% = \frac{R_B}{R} 100\%$
Fig. 2, *d*	$P = U_b I$	$P_m = P + P_c$	$P_c = U_b I_c$	$\varepsilon\% = \frac{R}{R_c + r_{ic}} 100\%$

* Ing. *A. Heler* este conferenţiar la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic din Timişoara.

tensiuni mari şi curenţi mici, respectiv pe baza schemelor din figura 2 *b* şi 2 *d*, pentru puteri de tensiuni mici şi curenţi mari.

În literatura de specialitate [1—25], consultată de autor, problema schemelor pentru wattmetrele Hall de curent continuu şi a erorilor de metodă nu este tratată.

Autorul a realizat şi experimentat wattmetre Hall pe baza schemelor propuse în figura 2, rezultatele experimentale [1] confirmînd avantajele şi dezavantajele măsurării puterilor electrice în circuitele de curent continuu cu wattmetre Hall.

2. Wattmetre Hall de curent continuu, fără erori de metodă

a) Autorul propune realizarea unui wattmetru Hall pentru măsurarea puterii în circuitele de curent continuu, pe baza schemei din figura 3, la care erorile de metodă sînt nule.

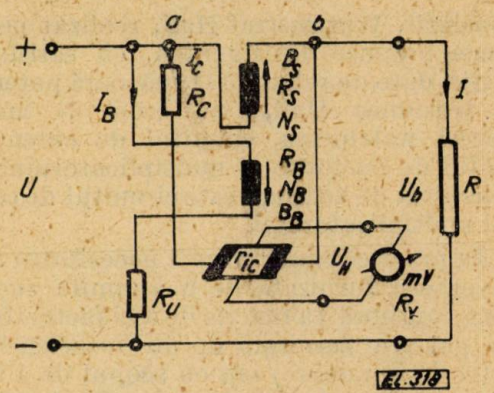


Fig. 3. Prima schemă propusă pentru wattmetrul Hall, fără erori de metodă.

Această schemă diferă de cea din figura *2 a* prin faptul că rezistenţa şunt R_s este bobinată sub forma a N_s spire pe miezul circuitului de magnetizare, împreună cu bobina de magnetizare ce are N_B spire. Cele două bobine sînt în opoziţie, adică cîmpul magnetic rezultant din întrefier, de inducţie B, în care se află plăcuţa semiconductoare este diferenţa celor două cîmpuri:

$$B = B_B - B_S. \tag{2}$$

Caracteristica magnetică a circuitului magnetic fiind considerată liniară (ceea ce este necesar la orice wattmetru Hall), se poate scrie:

$$\begin{aligned} B_B &= K_N N_B I_B; \\ B_S &= K_N N_S I_S; \\ B &= K_N \{N_B I_B - N_S I_S\}, \end{aligned} \tag{3}$$

unde:

$$I_B = \frac{U_b}{R_B + R_u} + \frac{R_{ab}}{R_B + R_u} \cdot I;$$

$$I_S = \frac{R_{ab}}{R_S} \cdot I; \tag{4}$$

$$R_{ab} = \frac{R_S \{R_c + r_{ic}\}}{R_S + R_c + r_{ic}}$$

Curentul de comandă I_c are expresia:

$$I_c = \frac{R_{ab}}{R_c + r_{ic}} \cdot I. \tag{5}$$

Pentru tensiunea Hall, măsurată de milivoltmetrul mV, conform relaţiei (1) se poate scrie:

$$U_H = \frac{KK_N N_B}{R_B + R_u} \cdot \frac{R_{ab}}{R_c + r_{ic}} \cdot U_b I + \frac{KK_N R_{ab}^2}{R_c + r_{ic}} \cdot I^2 \left\{ \frac{N_B}{R_B + R_u} - \frac{N_S}{R_S} \right\}. \tag{6}$$

Din această expresie a tensiunii Hall rezultă că dacă schema din figura 3 satisface condiţia:

$$\frac{N_B}{R_B + R_u} - \frac{N_S}{R_S} = 0, \tag{7}$$

atunci tensiunea Hall măsurată de mV este proporţională cu puterea de măsurat $P = U_b I$, adică:

$$U_H = K_p \cdot U_b I = K_p \cdot P, \tag{8}$$

unde:

$$K_p = \frac{K K_N N_B}{R_B + R_u} \cdot \frac{R_{ab}}{R_c + r_{ic}}$$

este o constantă la schemă, dată.

În schema din figura 3, $R_c \gg r_{ic}$, încît variaţia rezistenţei interioare longitudinale a plăcuţei semiconductoare cu inducţia şi temperatura nu modifică pe I_c şi nici pe K_p.

Se poate scrie:

$$P = C_w \cdot U_H, \tag{9}$$

unde:

$P = U_b I$ este puterea de măsurat, W;
U_H — tensiunea Hall, măsurată de milivoltmetru, mV;
C_w — sensibilitatea wattmetrului Hall, W/mV.

Acest wattmetru se caracterizează prin aceea că circuitul de comandă al multiplicatorului Hall este circuitul de curent al wattmetrului Hall, iar circuitul de excitaţie al multiplicatorului este circuitul de tensiune al wattmetrului.

Concluzie. Wattmetrul Hall de curent continuu, realizat pe baza schemei din figura 3, cu satisfacerea condiției dată de relația (7), nu are erori de metodă, puterea ce se măsoară prin măsurarea tensiunii Hall fiind tocmai puterea de măsurat, $P = U_b I$. Precizia unui

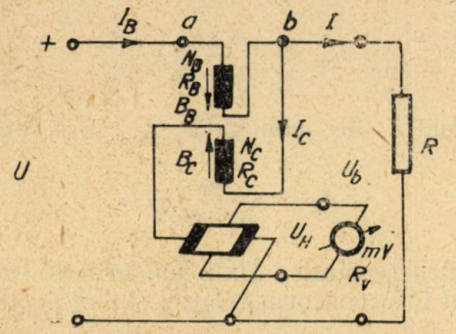


Fig. 4. A doua schemă propusă pentru wattmetrul Hall, fără erori de metodă.

astfel de wattmetru, funcționînd la temperatură constantă sau asigurîndu-i-se o termocompensare corespunzătoare, depinde numai de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall.

b) Autorul propune realizarea unui nou wattmetru Hall pentru măsurarea puterii în circuitele de curent continuu, pe baza schemei din figura 4, la care erorile de metodă sînt, de asemenea, nule.

Rezistența adițională R_c din figura 2, *d* (sau parte din ea) este bobinată sub forma a N_c spire, pe miezul circuitului magnetic al multiplicatorului Hall. Cele N_c spire sînt astfel bobinate încît amperspirele $I_c N_c$ produc în întrefier un cîmp magnetic de inducție B_c, opus cîmpului de inducție B_B produs de amperspirele de magnetizare $I_B N_B$. Plăcuța semiconductoare din întrefier se află în cîmpul magnetic rezultant de inducție:

$$B = B_B - B_c . \tag{10}$$

Caracteristica magnetică a circuitului magnetic fiind considerată liniară (ceea ce este necesar la orice wattmetru Hall), se poate scrie:

$$\begin{aligned} B_B &= K_B N_B I_B ; \\ B_c &= K_N N_c I_c ; \\ B &= K_N \{N_B I_B - N_c I_a\}, \end{aligned} \tag{11}$$

unde, conform schemei din figura 4:

$$I_B = I + I_c ;$$

$$I_c = \frac{U_b}{R_c + r_{ic}} ; \tag{12}$$

Pentru tensiunea Hall, măsurată de milivoltmetrul mV, ținînd seamă de relațiile (1), (11) și (12), se poate scrie:

$$U_H = K_p U_b I + \frac{K_p}{N_B} I_c \{N_B - N_c\}, \tag{13}$$

unde:

$K_p = \frac{K K_N N_B}{R_c + r_{ic}}$, o constantă la schema dată.

Dacă prin schema din figura 4 se asigură ca:

$$N_B - N_c = 0, \tag{14}$$

atunci tensiunea Hall măsurată are expresia:

$$U_H = K_p P \tag{15}$$

sau

$$P = \frac{1}{K_p} U_H = C_w U_H, \tag{16}$$

unde:

$P = U_b I$ este puterea de măsurat, W;
U_H — tensiunea Hall, măsurată, mV;
C_w — sensibilitatea wattmetrului Hall, realizat pe baza schemei din figura 4, cu satisfacerea condiției (14), W/mV.

Concluzie. Wattmetrul Hall, realizat pe baza schemei propuse din figura 4, cu satisfacerea condiției date de relația (14), măsoară puterea P, prin tensiunea Hall, fără erori de metodă. La acest wattmetru, circuitul de curent este circuitul de excitație al multiplicatorului Hall, iar circuitul de tensiune este circuitul de comandă al multiplicatorului.

c) În practică apare uneori necesitatea măsurării puterii furnizată de o anumită sursă de curent continuu ca funcție de alți factori (exemplu: puterea furnizată de un fotoelement ca funcție de iluminare) sau cu scopul de a stabili regimul optim de funcționare. Pentru aceste scopuri, autorul propune realizarea unor wattmetre Hall, fără erori de metodă, pe baza schemelor reprezentate în figurile 5 și 6.

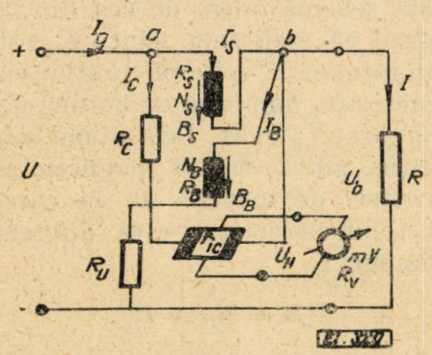


Fig. 5. Prima schemă de wattmetru propusă, fără erori de metodă, pentru măsurarea puterii furnizată de o sursă de curent continuu.

Schema din figura 5 diferă de cea din figura 3 prin aceea că circuitul de tensiune este în montaj aval față de cel curent. Dacă prin parametrii acestei scheme se asigură îndeplinirea condiției dată de relația (7), atunci tensiunea

Hall măsurată este proporţională cu puterea de măsurat :

$$U_H = K_{p5} P_g, \qquad (17)$$

unde :

$K_{p5} = \frac{K K_N N_B}{R_B + R_U} \cdot \frac{R_{ab}}{R_c + r_{ic}}$ este o constantă la schema dată ;

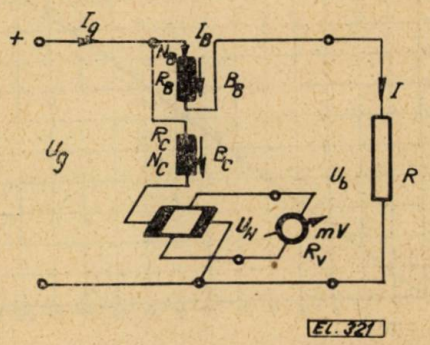


Fig. 6. A doua schemă de wattmetru Hall propusă, fără erori de metodă, pentru măsurarea puterii furnizată de o sursă de curent continuu.

$P_g = U_g I_g$ — puterea de măsurat, adică puterea debitată de sursă.

Schema din figura 6 este o variantă a celei din figura 4, numai că circuitul de tensiune este în montaj amonte faţă de circuitul de curent al wattmetrului Hall. Dacă se asigură ca $N_B = N_c$ (14), atunci tensiunea Hall măsurată va fi proporţională cu puterea de măsurat :

$$U_H = K_{p6} P_g, \qquad (18)$$

unde :

$K_{p6} = \frac{K K_N N_B}{R_c + r_{ic}}$ este o constantă la schema dată ;

$P_g = U_g I_g$ — puterea de măsurat, adică puterea debitată de sursă.

Concluzie. Pe baza ambelor scheme, îndeplinindu-se condiţiile date de relaţia (7), respectiv (14), se pot realiza wattmetre Hall, fără erori de metodă, pentru măsurarea puterilor electrice furnizate de sursa de curent continuu.

3. Rezultate experimentale

Autorul a experimentat wattmetre Hall fără erori de metodă, realizîndu-le pe baza schemelor din figurile 3 şi 4. Plăcuţa semiconductoare a fost din InSb (material de provenienţă indigenă), avînd dimensiunile 5,4/2,1/0,4 mm ; rezistenţele interioare $r_{ic} = 1{,}2^{\Omega}$ şi $r_{ih} = 0{,}97^{\Omega}$, iar $K = 0{,}907$ m²/A.S. Tensiunea de zero, $\Delta U = 0{,}87$ mV (la $I_c = 50$ mA şi $B = 0$) a fost compensată.

Pentru un wattmetru Hall, avînd domeniile 25 V şi 5 A, parametrii schemei din figura 3 au fost :

$N_B = 8\,000$ spire $\qquad N_S = 20$ spire

$R_B = 425\ \Omega \qquad R_S = 1{,}062\ \Omega$

$R_c = 100\ \Omega$

$R_u = 0\ \Omega.$

Se vede că este satisfăcută condiţia dată de relaţia (7).

În figura 7 sînt date rezultatele experienţelor efectuate cu acest wattmetru Hall.

Puterea P a fost măsurată cu un wattmetru electrodinamic tip Siemens-Halske, clasă 0,5, avînd domeniile 30 V şi 5 A. Tensiunea Hall a fost măsurată cu un galvanometru cu spot interior, avînd sensibilitatea $9{,}6.10^{-8}$ A/div. şi rezistenţa $R_v = 500\ \Omega$.

Curba *a* din figura 7 reprezintă tensiunea Hall măsurată ca funcţie de puterea de măsurat, cînd rezistenţa R_s nu a fost bobinată pe miezul circuitului magnetic al multiplicatorului Hall (wattmetru Hall realizat pe baza schemei din figura 2,*a*). Tensiunea Hall nu este proporţională cu puterea, datorită puterii $P_{ab} = I^2 R_{ab}$ consumată în circuitul de curent al wattmetrului.

Curba *b* redă tensiunea Hall măsurată în funcţie de $P = U_b I$, cînd R_s a fost bobinată sub forma a $N_s = 20$ spire. Este cazul wattmetrului Hall realizat pe baza schemei, fără erori de metodă propusă în figura 3. Se vede că tensiunea Hall măsurată este proporţională

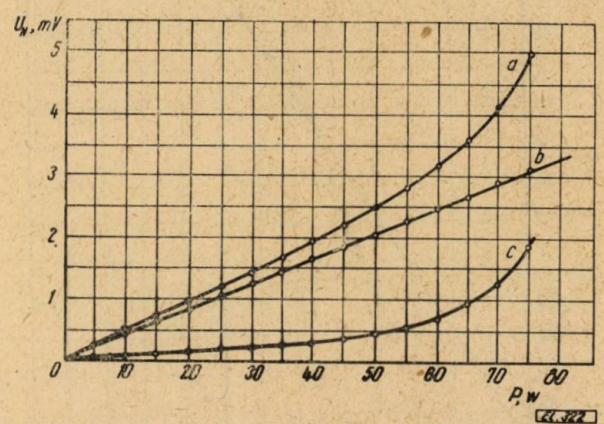


Fig. 7. Tensiunea Hall în funcţie de puterea de măsurat, la un wattmetru Hall realizat pe baza schemei din figura 3.

cu puterea P, deci poate fi o măsură a acesteia. Din grafic rezultă $C_w = 25{,}08$ W/mV.

Curba *c* a fost obţinută experimental, măsurînd tensiunea Hall cu circuitul de tensiune al wattmetrului Hall întrerupt ($I_B = 0$), deci tensiunea Hall dată de B_S şi I_c şi corespunde puterii P_{ab} consumată în circuitul de curent al wattmetrului Hall realizat pe baza schemei din figura 3. De remarcat că exact aceeaşi

curbă se poate obține și grafic, făcînd diferența între curbele *a* și *b*.

Autorul a realizat wattmetre Hall pe baza aceleiași scheme fără erori de metodă, pentru măsurarea puterilor mici. Domeniile unui astfel de wattmetru au fost 0,25 V și 0,1 A, deci puteri de la 0 la 25 mW. Sensibilitatea acestui wattmetru a fost $C_w = 0{,}206$ W/mV.

În figura 8 este reprezentată tensiunea Hall în funcție de puterea de măsurat, pentru un wattmetru realizat de autor pe baza schemei din figura 4, avînd domeniile 20 V și 0,03 A. Parametrii schemei au fost: $N_B = N_c = 2\,000$ spire; $R_B = 56{,}4\ \Omega$; $R_c = 72{,}3\ \Omega$.

Puterea P din figura 8 a fost calculată din $P = I^2R$, neavînd un wattmetru etalon de domenii 20 V și 0,03 A. Rezistența R a fost o rezistență etalon în decade, iar curentul I măsurat de un ampermetru de cl. 0,2. La calculul puterii s-a ținut seamă și de rezistența interioară a ampermetrului, fiind înglobată în R. Tensiunea Hall a fost măsurată cu un galvanometru cu spot interior. Pentru wattmetrul realizat, sensibilitatea a fost $C_w = 0{,}162$ W/mV.

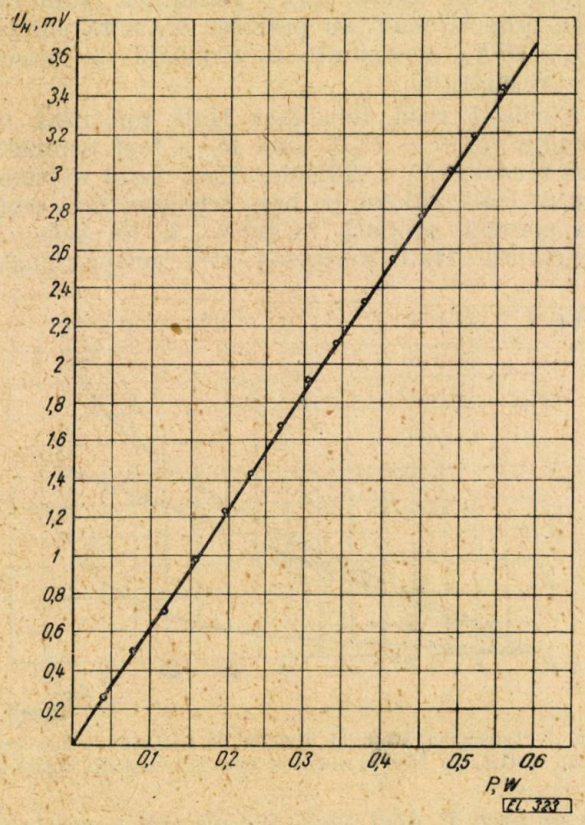


Fig. 8. Tensiunea Hall în funcție de puterea de măsurat la un wattmetru Hall realizat pe baza schemei din figura 4.

Eroarea acestui wattmetru este eroarea cu care se măsoară tensiunea Hall, galvanometrul putînd fi etalonat direct în wați.

În figura 9 este reprezentată puterea P în funcție de curentul de sarcină la $U_b = 20$ V. Dreapta continuă reprezintă puterea $P = I^2R$, calculată, iar punctele sînt obținute pe cale experimentală prin măsurarea tensiunii Hall.

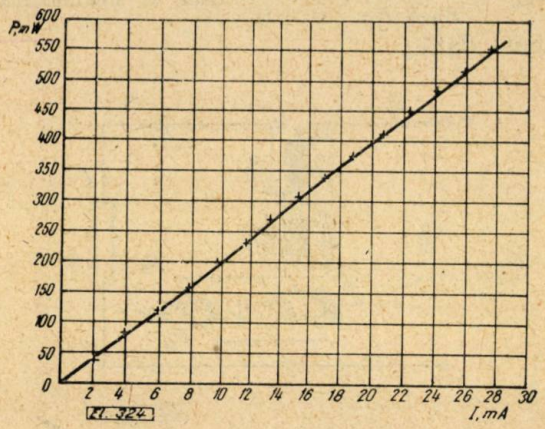


Fig. 9. Eroarea unui wattmetru Hall, realizat pe baza schemei din figura 4.

S-a folosit același wattmetru Hall ca și în cazul figurii 8. Se vede că abaterea punctelor obținute experimental de la dreapta calculată este mică, eroarea de măsură medie fiind sub 1% pentru domeniul de la 0—0,6 W.

4. Concluzii

Wattmetrele Hall de curent continuu, fără erori de metodă, realizate pe baza unor astfel de scheme ca cele din figura 3 și figura 4, reprezintă o noutate în tehnica măsurării puterilor. Autorul nu a întîlnit astfel de wattmetre în literatura de specialitate consultată [1—25].

Asemenea wattmetre pot fi folosite cu succes la măsurarea unor puteri mici, ceea ce nu este posibil cu wattmetre Hall în construcție obișnuită [1].

Precizia acestor wattmetre depinde, în general, de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall.

Aceste wattmetre Hall au consum propriu, dar schema electrică după care sînt realizate asigură ca în expresia tensiunii Hall (care se măsoară) să apară numai puterea de măsurat. Printr-o dimensionare corespunzătoare a schemei, consumul propriu poate fi mult redus, fiind chiar mai mic decît la wattmetrele electrodinamice.

Căderea de tensiune în circuitul de curent al wattmetrelor Hall ($V_a - V_b$), care face ca prin introducerea wattmetrului în circuit, consumatorul R să nu mai aibă la borne aceeași tensiune ($U_b < U$), poate fi mult redusă prin dimensionarea corespunzătoare a schemei.

Domeniile de curent și tensiune se pot ușor modifica prin alegerea corespunzătoare a para-

metrilor circuitelor de comandă și excitație ale multiplicatoarelor Hall folosite.

Wattmetrele Hall pot fi folosite cu succes la oscilografierea și înregistrarea puterilor electrice în circuitele de curent continuu.

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Wattmetre Hall de curent continuu și erorile lor de metodă. In : Metrologia Aplicată, vol. **13**, nr. 5, 1966, p. 216.

[2] * * * Siemens Hallgeneratoren. Technische Erläuterungen und Typenübersicht. Martie 1957.

[3] *Koch, L.* și *Lambert G.* L'effet Hall dans les semiconducteurs et ses posibilités d'application. In : L'onde électrique, nr. 382, 1958, p. 32.

[4] *Heler, A.* și *Daba, D.* Măsurarea cîmpurilor magnetice în întrefierul releelor regulatoare auto și tractor, folosind efectul Hall. În : Metrologia Aplicată, vol. **12**, nr. 6, 1965, p. 268.

[5] *Sora, C.* și *Heler, A.* Influența așezării nesimetrice a electrozilor Hall, asupra tensiunii generatorului Hall. In : Buletinul științific și tehnic al I. P. Timișoara, tom. **8/22/**, fasc. 2, iulie-decembrie 1963, p. 449.

[6] *Juze V. G.* Tehnika primenenia effektî Holla. In : Poluprovodniki V nauke i tehnike. Izd. Akad. Nauk S.S.S.R., 1957.

[7] *Pinsker, A. P.* Primenenia poluprovodnikovî generatorov Holla v avtomatike. Kiev, Gosudarstvennoe izdatelstvo tehniceskoi literaturî, S.S.S.R., 1961.

[8] *Kuhrt, F.* Eigenschaften der Hallgeneratoren. In : Siemens Zeitschrift, 8, septembrie 1954, p. 370

[9] *Roth, H.* și *Straub, W. D.* Very Low offset Hall Probe. In : Journal of Applied Physics, iulie 1962.

[10] *Barlow, H. E. M.* The application of the Hall effect in a semiconductor to the messurement of Power in an electro-magnetic field. In : The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, part. B, nr. 2, vol. **102**, 1955, p. 179.

[11] *Subașiev, V. K.* și *Druziak, N. P.* Milliwattmetrî s datcikom Holla. In : Priborî i tehnika experimenta, nr. 2, 1961, p. 125.

[12] *Fränkel, D., De Sabata, I.* și *Heler, A.* Măsurarea puterii în secundarul transformatoarelor mari de sudură, pe baza efectului Hall în semiconductoare. In : Electrotehnica, nr. 6, 1961.

[13] *Barlow, H. E. M.* The Design of Semiconductor. Wattmeters for Power-Frequency and Audio Frequency Application. In : Proc. Inst. Elect. Engrs. **102** B, 1955 p. 186.

[14] *Barlow, H. E. M.* A proposed New Method of Measuring Microwave Power and Impedance Using Hall Effect in a Semiconductor. In : Proc. Inst. Elect. Engrs. **109** B, mai 1962, p. 286.

[15] *Barlow, H. E. M.* Microwave Power Measurements. In : Trans. Inst. Radio Engrs. I, nr. 11, decembrie 1962, p. 257.

[16] *Zawicki, I.* Zastowanie cztonow mnozqcych z ptytkq Halla W uktadoch przetwonikow mocy. In : Pomiary Automatyka Kontrola Zeszyt, nr. 10—11, 1962, p. 488.

[17] * * * The Hall Effect. New method of measuring microwave Power and Impedance. In : Electrical Review **28**, decembrie 1962, p. 1010.

[18] * * * Use of the Hall generator in a power transducer. In : Electro-Technology, octombrie 1963, p. 16.

[19] *Rugari, A. D.* A Hall Effect microwave power meter. Project 5.519 Task. 45.210. RADC — TN — 61—44, aprilie 1961.

[20] *Barabutes, Th.* Better Watt Transducer Design Uses Indium Arsenide Semiconductor. In : Materials in Design Engineering, mai 1960, p. 146.

[21] *Berman, L. S.* Primenenie effekta Halla na poluprovodnikomi dlia izmerenia mocinosti. In : Journal Tech. Fizichi **XXVII**, 1957, p. 1192.

[22] *Kanellakos, D. P., Schuck, P. P.* și *Todd, A. C.* Hall effect Wattmeters. In : Trans. Inst. Radio Engrs. A. V., nr. 9, 1961, p. 5.

[23] *Titov, V. V.* Primenenie datcikov e.d.s. Halla dlia registrații mocinosti. In : Vestnik electropromîșlenost **33**, nr. 10, 1962, p. 68.

[24] *Șora, C.* și *Heler, A.* Determinarea puterilor mici, pe baza efectului Hall. In : Electrotehnica, nr. 5, 1961.

[25] *Șora, C.* și *Heler, A.* Wattmetru Hall pentru puteri mici, folosind placă semiconductoare din InSb de proveniență indigenă. Lucrarea prezentată la Consfătuirea națională de semiconductori, București, 1961.

Intrat în redacție la 1. VI. 1966

DE LA SESIUNEA CIGRÉ 1966

Întreruptoarele, la cea de-a 22-a sesiune CIGRÉ 1966

Florin Tănăsescu * — Bucureşti

CZ 061.3 : 621.311.1 CIGRÉ „1966"

În acest an, a avut loc la Paris, între 8—18 iunie, cea de-a 22-a sesiune a Conferinţei Marilor Reţele Electrice, CIGRÉ. Lucrările s-au desfăşurat în cadrul a patru mari secţii :

1) producţia, transformarea şi ruperea curentului ;
2) construcţia, întreţinerea şi izolaţia liniilor ;
3) exploatarea, protecţia şi interconexiunea reţelelor ;
4) tensiuni superioare aceleia de 220 000 V.

Fiecare secţie a avut grupe specializate pe probleme, ca, de exemplu, alternatoare, transformatoare, întreruptoare, condensatoare, cabluri, uleiuri izolante etc.

În această dare de seamă vom prezenta cele mai importante probleme analizate în cadrul Grupei a 13-a (întreruptoare), prin cele 18 referate. Au fost dezbătute patru mari teme : tensiunea tranzitorie de restabilire ; supratensiuni de manevră ; comportarea arcului în vecinătatea punctului de zero al curentului său şi încercările indirecte ale întreruptoarelor.

1. Tensiunea tranzitorie de restabilire

Tensiunea tranzitorie de restabilire a fost analizată atît pentru situaţia în care apar defecte la bornele întreruptoarelor, cît şi în cazul unor defecte kilometrice, după cum urmează.

1.1. Forma tensiunii tranzitorii de restabilire, care se manifestă în reţele cînd apar defecte situate la bornele întreruptoarelor a fost tratată în rapoartele nr. 129, 138, 146. Este ştiut faptul că puterea de ruperea unui întreruptor depinde înainte de toate, atît de mărimea curentului rupt, cît şi de panta şi valoarea de vîrf a tensiunii tranzitorii de restabilire. Cum alura tensiunii tranzitorii de restabilire poate varia mult, după diferitele situaţii în care întreruptorul deconectează, ca şi după diferitele puncte ale reţelei, definirea pantei tensiunii de restabilire prezintă o anumită dificultate. Valoarea maximă şi frecvenţa tensiunii tranzitorii de restabilire au o deosebită importanţă, dar panta iniţială are un rol determinant, fapt pentru care pînă la prezentul raport n-a fost luat în mod suficient în considerare. Raportul 129 prezentat de Eidingher şi Nosbeck [1] dă, tocmai pe bază de calcule şi încercări, date noi privind faza iniţială a tensiunii tranzitorii de restabilire pentru diferite configuraţii de reţele şi deconectări. Aceste calcule sînt făcute aplicînd principiul „curentului injectat" [2].

Formulele găsite de autori indică o proporţionalitate a pantei cu curentul întrerupt $\left|\frac{du}{dt}\right|_{t=0} = \left|\frac{di}{dt}\right|_{t=0}$; de asemenea, se constată că panta iniţială a tensiunii de restabilire nu este nulă decît în cazuri particulare, şi reprezentarea tensiunii tranzitorii de restabilire printr-o curbă $(1 - \cos \omega t)$ nu poate corespunde solicitărilor reale. În majoritatea cazurilor de scurtcircuit, oscilaţia tensiunii prezintă o alură relativ neregulată, cu mai multe frecvenţe suprapuse (fig. 1, curba *a*). Aceste fapte au determinat CEI [1] să studieze o propunere care prevede, pentru încercarea întreruptoarelor, un circuit care să dea o tensiune de restabilire mai conformă cu realitatea. După aceste propuneri, oscilaţia tensiunii trebuie (fig. 1, curba *b*) amortizată cu o rezistenţă în serie cu capacitatea şi nu cu o rezistenţă în paralel (fig. 1, curba *c*).

Un alt referat prezentat de un grup de specialişti din U.R.S.S. [3] a tratat problema determinării experimentale a tensiunii tranzitorii de restabilire la întreruptoarele montate în circuitele transformatoarelor de putere. Pornind de la faptul că în ultimii 10 ani puterile nominale ale transformatoarelor mari au crescut de 5—6 ori, autorii constată nu numai creşterea corespunzătoare a puterii de scurtcircuit în reţelele unde sînt montate, ci şi o creştere a frecvenţei tensiunii tranzitorii de restabilire, ceea ce impune exigenţe mai severe pentru întreruptoarele dispuse în circuitul întreruptoarelor.

Rezultatele măsurărilor au arătat că frecvenţele tensiunilor tranzitorii de restabilire la întreruperea circuitelor ce cuprind transformatoare mari pot atinge valori ridicate chiar la tensiuni de 110 kV. La această tensiune, frecventa de restabilire măsurată a atins 28 kHz în cazul unui autotransformator de putere 346 MVA ; cum transformatoarele cu înfăşurări de 110 kV nu depăşesc puteri de 4—500 MVA, această valoare a frecvenţei poate fi socotită limită. Pentru transformatoare de tensiuni mari sînt de aşteptat valori mai ridicate pentru frecvenţele tensiunii de restabilire.

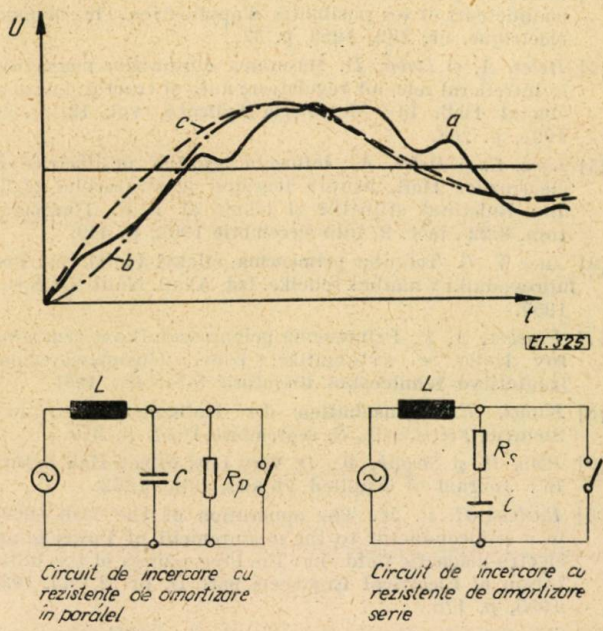


Fig. 1. Tensiunea de restabilire în reţea şi în timpul încercărilor efectuate cu o rezistenţă de amortizare în paralel, respectiv serie.

curba *a* : exemplu de tensiune de restabilire într-un punct al reţelei
curba *b* : tensiunea de restabilire cu amortizare în paralel.
curba *c* : tensiunea de restabilire cu amortizare serie.

Discuţiile care au avut loc în problema formei tensiunii de restabilire au arătat că variaţia frecvenţei proprii în aval de transformatoare (după cum arată raportul 138) este confirmată de specialişti din mai multe ţări, frecvenţa crescînd cu puterea nominală. De asemenea, frecvenţe ridicate şi o frecvenţă dublă pot apărea pe înfăşurările terţiare, dar ele pot fi diminuate prin montarea unor capacităţi adiţionale.

1.2. Moduri de descriere a tensiunilor menţionate la punctul 1.1., ca, de exemplu, metoda celor patru parametri. La sesiunea CIGRÉ din anul 1962, în raportul 148, au fost puse bazele unei metode de apreciere a tensiunii de restabilire, caracterizînd-o prin patru parametri. Această definiţie, însuşită de toate marile laboratoare, a permis efectuarea unor încercări pe aparatajul de comutaţie în condiţii similare, permiţînd prin aceasta o comparare a rezultatelor. Practica ultimilor ani însă a arătat dificultăţi în reproducerea uşoară şi într-un domeniu suficient de larg, a celor patru parametri în staţiile de încercări.

La clarificarea unor probleme legate de influenţa rezistenţelor de amortizare asupra tensiunii tranzitorii de restabilire

* Ing. *Fl. Tănăsescu* este secretar ştiinţific la I.C.P.E.

şi interacţiunea dintre arc şi parametrii circuitului, o contribuţie aduce Slamecka şi Waterschek în raportul nr. 150 [4]. Aceştia arată că pentru determinarea performanţelor întreruptoarelor de înaltă tensiune, o mare importanţă au frecvenţa şi viteza de creştere a tensiunii tranzitorii de restabilire. În scopul de a putea compara rezultatele obţinute pe diferite platforme de încercări, autorii propun să se indice circuitele utilizate pentru tensiunea tranzitorie de restabilire şi menţionarea acesteia, fie sub formă directă, fie sub formă relativă. Un lucru interesant care trebuie menţionat: cercetările teoretice asupra formei undei de tensiune, ca şi asupra stabilităţii arcului au fost verificate pe un „întreruptor tip", rezultatele arătînd clar că solicitările întreruptorului, datorate unei amortizări serie, sînt comparativ mai severe ca cele datorite unei rezistenţe de amortizare în paralel.

Discuţiile purtate de numeroşi specialişti asupra metodelor de descriere a tensiunilor tranzitorii de restabilire, numărul parametrilor propuşi, reproducerea celor patru parametri, factorul de amplitudine etc., au scos în evidenţă cîteva lucruri interesante. Astfel, s-a confirmat deosebirea importantă dintre durata reală pînă la primul „vîrf" şi aceea care ar rezulta din perioada unei tensiuni cu o singură frecvenţă, încît nevoia unei definiţii, apare evidentă; acelaşi lucru este valabil şi pentru factorul de amplitudine.

În privinţa parametrilor necesari pentru definirea tensiunilor tranzitorii de restabilire, părerea unor specialişti a fost că cei patru parametri folosiţi pînă acum nu pot defini complet unda, urmînd a fi suplimentaţi în viitor.

1.3. Defectul kilometric. Mai puţin numeroase ca la precedentele sesiunii, doar două rapoarte tratează în totalitate defectul kilometric [3], [5], iar alte trei ca probleme conexe [6], [7], [8]. Dintre acestea, raportul 104 [5], aduce cîteva contribuţii importante în cunoaşterea impedanţelor de undă a liniilor, experimentările făcîndu-se pe cinci tipuri diferite de linii de transport de 132 şi 330 kV, pentru diferite situaţii de declanşare a fazelor, pentru a putea stabili corect comportarea întreruptoarelor în condiţiile de funcţionare pe defect kilometric. Încercări tip, efectuate pe un întreruptor cu aer comprimat de 132 kV, 7500 MVA, au arătat că încercarea pe defect kilometric specificată a fost cea mai dură din încercările prescrise şi întreruptorul n-a fost în măsură să întrerupă defectul pentru toate lungimile de linie atunci cînd funcţiona sub presiunea minimă prevăzută.

Cu toate că este foarte dificil de a stabili o teorie riguros ştiinţifică, care să explice fenomenele care au loc în reţea în timpul deconectării unui defect kilometric, Baltensperger [9] consideră că este cît se poate de necesar de a şti dacă o teorie simplificată, ca de exemplu, cea prezentată la sesiunea din 1964, raport 132, satisface în practică. De asemenea, se menţionează dificultăţile care apar atunci cînd se caută să se reproducă, cu o linie artificială, solicitările care apar la primul pol ce rupe sub defect kilometric. Astfel, liniile artificiale utilizate, în general, dau un factor de amplitudine $\gamma = 2$ (dacă se face abstracţie de amortizare); el este însă mai ridicat (2,3 — 2,5) în cazul primului pol al întreruptorului, care rupe în prezenţa unui defect kilometric trifazat pe o linie reală. Pentru acest motiv nu este posibil să se ajusteze linia artificială pentru a reproduce exact printr-o încercare în monofazat solicitările care intervin într-o reţea în timpul unui defect kilometric trifazat.

Sînt interesante rezultatele comunicate de M. Pouard de la Électricité de France în anexa a II-a a raportului 146 [9]. Din anchetele întreprinse la marile laboratoare au rezultat cîteva concluzii interesante. Astfel, apare din ce în ce mai net că este imposibil să se determine maximul de severitate, independent de întreruptor; pentru un întreruptor dat este posibil de a găsi o lungime de linie critică (sau un curent critic), dar acestea pot fi diferite pentru un alt întreruptor cu aceleaşi caracteristici nominale.

Dificultăţi analoge au apărut atunci cînd s-a încercat să se tragă concluzii privind realizarea circuitelor de încercări. Ancheta făcută a arătat că staţiile de încercări utilizează linii reale (rar însă), linii speciale cu constante repartizate (unde se poate modifica impedanţa de undă legînd capacităţi) şi linii pur artificiale cu un număr oarecare de celule în π (cu reglajul caracteristicilor sau al numerelor de celule). Studiile teoretice pun uşor în evidenţă diferenţa dintre aceste circuite de încercări, fără însă a putea răspunde dacă aceste diferenţe sînt favorabile sau defavorabile întreruptorului. De exemplu, încercările efectuate pe o linie cu elemente în π n-au putut scoate în evidenţă, pentru un anumit tip de aparat, o diferenţă a rezultatelor cînd linia este subdivizată în 12, 6, 3 sau o singură celulă. Analiza comportării arcului, plecînd de la ecuaţia lui Mayr [6], arată că schema cu o singură celulă (circuit oscilant sinusoidal) ar fi, la frecvenţă şi amplitudini egale, cea mai severă.

Metoda de măsură a impedanţei caracteristice a fost discutată de cîţiva specialişti, indicîndu-se necesitatea imperioasă a unor construcţii de şunturi neinductive. Rezultatele încercărilor făcute pe reţeaua de 275 kV sînt prezentate pe larg, arătîndu-se că severitatea este mai mică decît cea dată prin calcul.

2. Supratensiuni de manevră

În cadrul a 10 rapoarte au fost prezentate cele mai importante aspecte privind deconectarea curenţilor mici inductivi, deconectarea curenţilor capacitivi şi supratensiunile de manevră în reţelele de înaltă tensiune.

2.1. Deconectarea curenţilor mici inductivi. Raportul nr. 150 [4] prezintă rezultate de încercări şi consideraţii teoretice privind comportarea unui întreruptor cu ulei puţin şi injecţie de ulei, la deconectarea unor curenţi inductivi de ordinul a 100 A. După acest raport, puterea de rupere a întreruptorului ar fi în acest domeniu de curenţi dependentă de forma tensiunii tranzitorii de restabilire, sensibilitate care devine mai puţin semnificativă pentru curenţii mai mari.

Dintre problemele mai importante, supuse în discuţie specialiştilor, se pot menţiona:

— motivul comportării diferite a întreruptorului referitor la frecvenţa de oscilaţie a tensiunii tranzitorii de restabilire, cînd este vorba, pe de o parte, de curenţii mici inductivi, iar pe de altă parte, de curenţi ridicaţi, şi

— dacă amplitudinea supratensiunilor produse la deconectarea în gol a transformatoarelor cu miezul din tolă laminată la rece sînt, în general, inferioare limitei admisibile, chiar dacă întreruptorul nu este echipat cu rezistenţe de amortizare.

Din păcate însă discuţiile care au avut loc, nu au putut elucida problemele menţionate, rămînînd încă de completat pentru viitoarea sesiune.

Lucrările desfăşurate în comitetul de studii, nu au putut defini un circuit de încercări uşor de realizat, care să reproducă toate condiţiile necesare cerute de practică pentru obţinerea curenţilor mici inductivi. Ar fi preferabil — afirmă Baltensperger [9] — să se utilizeze un circuit de încercări relativ simplu (cunoştienţi fiind că încercarea nu corespunde la toate cazurile din practică) pentru a permite compararea performanţelor diferitelor aparate. Preocuparea de a defini un asemenea circuit simplificat de către CEI este urmărită cu interes de Comitetul de studii nr. 3 al CIGRÉ.

2.2. Deconectarea curenţilor capacitivi. Raportul unui colectiv de cercetători din cadrul Institutului de energetică al Academiei Republicii Socialiste România [10] condus de profesorul Gleb Drăgan, conţinînd rezultatele cercetărilor efectuate asupra supratensiunilor interne care apar la ruperea circuitelor capacitive folosind calculatoare analogice, a suscitat mult interes din partea participanţilor.

În cercetările efectuate de autori s-a analizat influenţa mai multor parametri asupra amplitudinii şi formei de variaţie a supratensiunilor, ca de exemplu, rezistenţa şuntului, lungimea liniei, puterea sistemului în momentul deconectării, panta caracteristicii rigidităţii dielectrice a întreruptorului. Rezultatul lucrărilor a arătat că studiul proceselor tranzitorii, care apar la deconectarea circuitelor capacitive sau inductive, se poate efectua în bune condiţii cu ajutorul calculatoarelor analogice, care prezintă numeroase avantaje atît în ce priveşte preţul de cost al soluţiei, cît şi ca posibilitate de a face să varieze în limite largi parametrii care influenţează forma şi amplitudinea supratensiunilor.

Unele probleme privind deconectarea liniilor în gol, vor fi analizate în cadrul punctului următor — supratensiuni de manevre.

2.3. Supratensiuni de manevră în rețelele de înaltă tensiune. Dintre problemele care ocupă, în ultimii ani, un loc tot mai important în activitatea specialiștilor din domeniul tensiunilor înalte, se pot cita supratensiunile de manevră, justificat și de numărul mare al rapoartelor [8], tratînd acest subiect. Este cunoscut faptul că din considerente tehnico-economice în ultimii ani, s-a adoptat pentru rețelele de foarte înaltă tensiune, nivele de izolație relativ mai joase. S-a constatat în acest caz că izolația materialelor care constituie aceste rețele este solicitată mai periculos de supratensiunile de manevră (închidere, deschidere) decît de supratensiunile atmosferice sau de cele de frecvență industrială. Autorii rapoartelor prezentate în cadrul acestei grupe își propun să aducă unele contribuții privind forma și amplitudinea supratensiunilor de manevră, indicînd și unele mijloace eficace și economice care să permită reducerea lor.

Problema supratensiunilor de deconectare putînd fi considerată ca rezolvată cu întreruptoarele moderne, aceea a supratensiunilor de închidere trebuie atacată cu prioritate întrucît valorile ridicate, obținute în diferitele experiențe descrise de autorii unor rapoarte, pot periclita izolația.

Thoren, de exemplu [11], arată că unele studii teoretic efectuate cu ajutorul unor calculatoare numerice și analizoare în rețea, confirmate de unele date experimentale, indică existența unor factori de supratensiuni de valori ridicate (4—5), valori care scad simțitor însă la (2—2,5) atunci cînd se folosesc rezistențe.

Tensiunile tranzitorii, măsurate pe o linie de 400 kV din Polonia [12], indică valori care n-au depășit 1,7 la deconectare și 2 la anclanșarea rețelei, în timp ce alte încercări efectuate în Elveția [13] au arătat existența unor coeficienți de supratensiune de ordinul a 2,4.

Influența configurației și parametrilor schemei asupra amplitudinii supratensiunilor de anclanșare a liniilor în gol este prezentată de un colectiv cehoslovac [14]. Dintre concluziile mai importante privind reducerea supratensiunilor prin montarea în întreruptoare a unor rezistențe se evidențiază faptul ca valorile lor, pentru linii mai lungi ca 400 km, să fie mai mici ca impedanța caracteristică; pentru cele scurte se recomandă o rezistență egală cu impedanța caracteristică a liniei.

Raportul nr. 411 [15], prezentînd rezultatele unor măsurări făcute într-o rețea de 500 kV, arată că supratensiunile cele mai periculoase pentru izolația liniilor au fost cele cauzate de reanclanșarea trifazată rapidă; prezența unor rezistențe de 300 Ω pe fază, montate pe întreruptor și înserate timp de 0,1 s, a permis limitarea factorului de supratensiune la 2—2,05.

Se menționează, de asemenea, că în situația în care s-a exclus rezistența, factorul de supratensiune nu a depășit 2,76.

Un alt referat prezentat de Maury [16] indică un alt mijloc(în afară de introducerea de rezistențe) de reducere a supratensiunilor, și anume: sincronizarea închiderii întreruptorului într-un moment optim al tensiunii rețelei. Anclanșarea și reanclanșarea unui întreruptor pe o linie în gol în momentul cel mai favorabil nu au fost însoțite decît de supratensiuni foarte slabe; de asemenea, s-a constatat că un întreruptor fără rezistență, bine sincronizat, a dat supratensiuni mai mici decît un întreruptor prevăzut cu rezistență, dar nesincronizat. Dacă ambele întreruptoare sînt sincronizate, rezultatele cele mai bune le dau întreruptoarele cu rezistență.

3. Comportarea arcului electric în apropierea de zero a curentului

Materialul de bază care a stat la discutarea acestei probleme a fost raportul lui Rieder [6]; tangențial, problema a fost atinsă și în alte rapoarte [7], [17], [18], [19].

Studiul privind teoria arcului a fost făcut plecînd de la ecuațiile lui Mayr, valabile în vecinătatea zeroului de curent cînd pierderile prin conducție termică sînt preponderente; acest lucru apare evident în numeroasele oscilograme care dau linii drepte pentru curbele $\frac{d \ln G}{dt}$ funcție de P, înainte de trecerea prin zero (P este puterea arcului, iar G este conductanța lui).

Teoria lui Mayr poate, de asemenea, să fie aplicată și după trecerea prin zero, dacă coloana de arc prezintă o conductanță reziduală ridicată, astfel încît tensiunea tranzitorie de restabilire reală nu poate atinge valori ridicate. Dacă conductanța reziduală ridicată favorizează creșterea rapidă a tensiunii de restabilire, atunci trebuie utilizată teoria dezechilibrului pe care o prezintă Rieder [6].

Celelalte rapoarte au evidențiat progresele considerabile făcute în studiul acestor fenomene și a noii aparaturi realizate de numeroase colective pentru înregistrarea corectă a alurii curentului și tensiunii. Comitetele de studii nr. 3 acordă în continuare un interes deosebit acestui subiect, prin urmărirea cu atenție a rezultatelor obținute de un grup de fizicieni din grupul „Current Zero Club", al cărui început de activitate a fost marcat de apariția unor materiale în publicațiile de specialitate [20].

4. Încercări indirecte ale întreruptoarelor

Dezvoltarea aparatajului de comutație pentru tensiunile și puterile transportate astăzi de liniile de foarte înaltă tensiune pune probleme deosebit de dificile la încercarea directă a acestuia, datorită puterii de scurtcircuit necesare.

Încercările sintetice (indirecte), în care curenții și tensiunile de încercări sînt furnizate de circuite separate, constituie soluția cea mai practică pentru încercarea întreruptoarelor de puteri de rupere foarte mari; dacă amplitudinea și forma undei de curent și de tensiune sînt reprezentate corect, această metodă poate asigura o aproximare satisfăcătoare a solicitărilor unui întreruptor din timpul încercărilor directe. Considerațiile teoretice și experimentările făcute prezintă, ca cea mai indicată metodă, aceea ce folosește „injecția de curent", în care întreruptorului de încercat i se aplică sursa de tensiune, înainte ca curentul să atingă zero în circuitul de curent; condițiile de încercare par a nu diferi semnificativ de cele care se prezintă la încercările directe. Se dau însă prea puține date în ceea ce privește valabilitatea schemelor, a constantelor schemelor utilizate, ceea ce împiedică o comparare a rezultatelor. Raportul 115 [7] prezintă, de exemplu, rezultatele unor încercări indirecte făcute de trei firme constructoare din Anglia, folosind o schemă de încercări cu injecție de curent.

Obiectul principal al cercetărilor făcute de colectivul Anderson a fost determinarea valabilității încercării indirecte, prin compararea rezultatelor privind comportarea unui întreruptor încercat în circuit direct și indirect; pentru detectarea mai ușoară a variațiilor în comportare, încercările s-au făcut într-o zonă unde existau posibilități de deconectare sau clacare. Rezultatele experimentale obținute au arătat că principiul de încercare indirectă a întreruptoarelor cu injecție de curent este bun și corespunzător schemelor directe dacă frecvența curentului injectat este menținută între 350 și 1000 Hz și dacă momentul injecției este reglat astfel încît

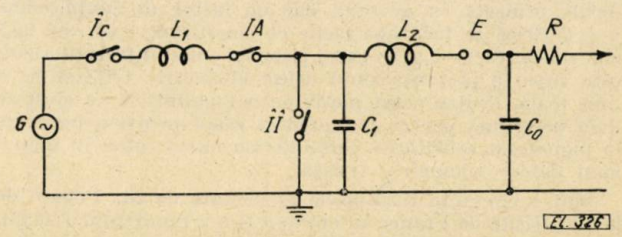


Fig. 2. Circuit indirect de bază care comportă o injecție de curent, în paralel:

G — alternatorul; IC — întreruptor de închidere; L_1 — reactanța de control al curentului; IA — întreruptor auxiliar; II — întreruptor de încercare; C_1 — capacitatea circuitului (controlul regimului); L_2 — reactanța circuitului; E — eclator; C_0 — baterie de condensator; R — rezistența de punere în sarcină.

valoarea de vîrf a curentului injectat să coincidă aproximativ cu zeroul curentului la 50 Hz. Abateri de ± 100 μs în ceea ce privește această cerință s-au dovedit admisibile.

Schema de bază folosită este reprezentată în figura 2; curentul este furnizat de un circuit alimentat de un alternator de frecvență 50 Hz sau printr-o combinație alternator-

transformator, iar tensiunea de încercare provine de la un circuit alimentat de o baterie de condensatoare, tensiunea fiind aplicată întreruptorului de încercat înainte de trecerea prin zero a curentului de 50 Hz.

„Injecția de curent" a fost preferată „injecției de tensiune", în care circuitul de tensiune intervine după ce curentul de 50 Hz atinge „zeroul" pentru motivul că parametrii circuitu-

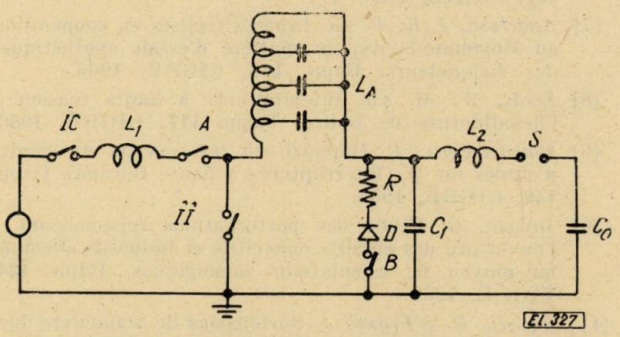


Fig. 3. Circuit pentru încercarea la defect kilometric:

G — alternatorul; *ÎC* — întreruptor de închidere; L_1 — reactanța de control a curentului; *ÎÎ* — întreruptor de încercare; C_1 — capacitatea circuitului (controlul regimului); L_2 — reactanța circuitului; *S* — eclator; C_0 — baterie de condensator; *A* — întreruptor auxiliar; L_A — linie kilometrică; *R* — rezistență de amortizare; *D* — diodă; *B* — întreruptor.

lui sînt în strînsă corelație cu cei ai încercării directe și că circuitul nu suferă nici o perturbație în perioadele critice care preced și urmează trecerii curentului prin zero. Alegerea unei „injecții paralel", în care circuitul de tensiune este aplicat în serie cu întreruptorul care se încearcă, se datorește faptului că alegerea parametrilor circuitului este mai simplă.

În figura 3 este prezentată schema după care s-au efectuat încercările la defect kilometric.

Rezistența de amortizare *R* este necesară pentru a împiedica producerea de oscilații parazite între inductanța liniei și condensatorul de control al regimului, oscilații care pot provoca distorsiuni. Pentru a împiedica efectele nedorite ale șuntării, o diodă *D* este montată în serie cu rezistența. Linia artificală (L_A), realizată din 30 secțiuni, are impedanța de șoc și constanta de propagare identice; fiecare secțiune comportă o inductanță de 370 μH și o capacitate de 2 × 4000 pF. Secțiunile pot fi conectate fie în serie, fie în paralel, pentru a asigura o impedanță de șoc de 350 ohmi, care poate fi modificată în trepte de 15%.

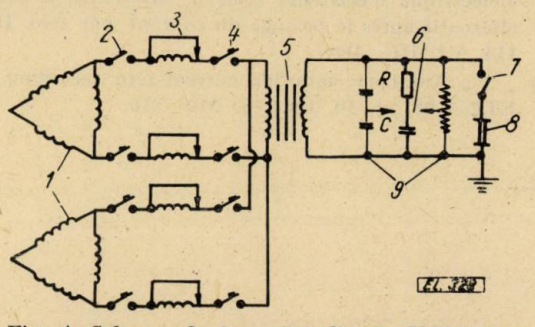


Fig. 4. Schema de încercări directe K.E.M.A.:

1 — două alternatoare de 1 500 MVA, în paralel, montaj triunghi; *2* — întreruptoare de protecție; *3* — selfuri de reglaj; U_{faze} = 7 kV; *4* — întreruptor sincron; *5* — transformator ridicător, K = 11/100 kV; *6* — circuit pentru modificarea tensiunii de restabilire, C = 0,73 μF, R = 40, 55, 70 și 100 Ω; *7* — întreruptor de încercare; *8* — șunt de măsură a curentului; *9* — divizare de tensiun rezistive și capacitive.

Celălalt raport de care s-a amintit (raportul nr. 144 [18]) prezintă o comparație între încercările directe făcute cu un alternator și cele sintetice folosind un circuit Weil-Dobke.

Încercările directe au fost efectuate în laboratoarele de mare putere de la Kema (Olanda) și Fontenay (Franța).

Circuitul de încercări utilizat de Kema și dat în figura 4 este format din două alternatoare trifazate de putere de scurt-circuit 1500 MVA, conectate în triunghi și dînd o tensiune de 7 kV; ele alimentează direct șase transformatoare ridicătoare, cu raportul 11/100. În secundarul transformatoarelor se dispune întreruptorul de încercat; frecvența proprie a circuitului fiind de ordinul 10 000 Hz, în paralel cu întreruptorul se introduc condensatoare și rezistențe, elemente care permit reglarea formei tensiunii de restabilire la bornele întreruptorului (frecvență, tensiune de vîrf, viteza de restabilire).

Variația curentului de scurtcircuit s-a obținut prin variația excitației alternatoarelor.

Încercările sintetice efectuate la Fontenay [18] s-au făcut pe o platformă care a permis realizarea schemelor sintetice celor mai cunoscute astăzi: Weil-Dobke, Zajik, Nasatîr-Kaplan și Weil-Dobke-Zajik.

Schema de încercări este dată în figura 5. Circuitul se compune din două transformatoare a căror putere totală este de 500 MVA, alimentate din rețeaua de 225 kV. Se dispune de trei scări de tensiune: 5, 10 și 15 kV, iar întreruptorul sincron permite obținerea tuturor valorilor de asimetrie pentru curenții doriți. Circuitul de înaltă tensiune este constituit dintr-o baterie de 200 kJ, pentru tensiunea de 100 kV, condensatoarele putînd fi conectate fie în paralel, fie în serie; stația dispune de trei trepte de tensiune:

400 kV (± 200 kV)	2,5 μF;
200 kV	10 μF;
100 kV	40 μF.

Reglarea capacităților se face în trepte de 5000 pF. Reactanțele au o valoare totală de 65 mH, reglabile la 0,3 mH. Comutatorul program al stației, în întregime tranzistorizat,

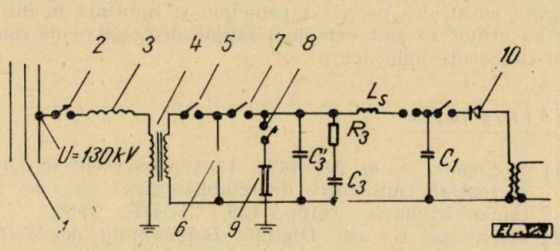


Fig. 5. Schema de încercări sintetice:

1 — rețea cu U_N = 220 kV între faze; *2* — întreruptor general de protecție; *3* — self pentru reglarea curentului; *4* — transformatoare de 500 MVA, 130/10 kV; *5* — întreruptor sincron; *6* — eclator de protecție; *7* — întreruptor auxiliar; *8* — întreruptor de încercat; *9* — șunt în „inconel", cu r = 4 mΩ; *10* — redresor, 200 kV, 30 mA; circuit de înaltă tensiune,

C_1 — 11—14 μF R_3 = 40—70 Ω
C_3 = 0,7—1 μF L_S = 7—8 mH
C'_3 = 0,037 μF

dă diferitele comenzi impuse de schemă cu o precizie de 10—100 μs.

Schema folosită, tocmai pentru a putea compara rezultatele cu cele efectuate la încercările directe sau sintetice de pe alte platforme, a fost schema Weil-Dobke.

Concluziile la care ajung autorii sînt foarte apropiate de cele prezentate de celălalt colectiv, și anume consideră că metoda prin „injecție de curent" este cea mai apropiată de metodele de încercări directe. Dintre celelalte concluzii [18] se pot menționa următoarele:

— Pentru un întreruptor fără tensiune de arc este posibil de a simula într-un mod perfect în încercări sintetice, solicitările datorită încercării directe.

— Prezența tensiunii de arc va antrena deformații ale curentului. Printre curenții deformanți care traversează diferitele laturi ale circuitului, unii vor fi identici la încercări directe și sintetice; alții vor fi diferiți, de unde și explicația pentru unele rezultate obținute.

— Definirea mărimilor electrice, în special a impedanțelor, este mult mai dificilă pe o platformă de încercări directe decît pe una de încercări sintetice.

În discuțiile purtate pe marginea acestor rapoarte, numeroși participanți au prezentat o serie de concluzii privind experimentările făcute pe întreruptoare cu ulei puțin, hexafluorură de sulf, aer comprimat, folosind circuite Weil-Dobke

sau Skeats; de asemenea, s-au prezentat cîteva dispozitive (foarte interesante) de amorsare a eclatorului, unul cu jet de plasmă, celălalt folosind raza unui „laser".

Prezentarea lucrărilor din cadrul acestei grupe se încheie cu cîteva date privind construcția unor tipuri noi de întreruptoare cu hexafluorură de sulf și vid [8], [17].

Proprietățile remarcabile ale SF_6 (hexafluorură de sulf) atît electrice, cît și ca mediu de stingere a arcului, au găsit o largă aplicare în aparatele de comutație, pentru o gamă largă de tensiuni. Printre caracteristicile cele mai importante se menționează declanșarea în maximum două perioade, amortizarea supratensiunilor de manevră prin rezistențe înserate, exclusiv pentru închidere, stabilitatea funcționării și condiții reduse de întreținere. O serie de întreruptoare cu SF_6 a fost pusă la punct, realizare modulară cu cuvă izolată, comportînd două intervale de rupere pe modul pentru tensiuni de 345—700 kV. Primele construcții pentru 500 kV cu trei module pe pol, fiecare modul cu două intervale de rupere în serie, au fost instalate în rețeaua Virginia Electric Power Company [8].

Cealaltă construcție de întreruptor folosește vidul (un agent ideal pentru întreruperea circuitelor) ca mediu de stingere [17]. Întreruptoarele realizate pe acest principiu au un gabarit redus, o durată de viață utilă lungă și sînt capabile de a funcționa imediat după o întrerupere, datorită rapidității cu care se restabilește rigiditatea dielectrică. Raportul prezintă datele experimentale obținute pe aceste întreruptoare, date care indică o variație a arcului foarte rapidă de unde o tensiune tranzitorie de restabilire slabă; aceste dispozitive sînt capabile de a rupe curenți de intensități foarte ridicate de frecvență industrială. Cele 500 de aparate construite pe acest principiu și montate în ultimii ani au arătat că sînt cele mai rapide dispozitive de conectare cunoscute pînă acum.

Bibliografie

[1] *Eidingher, A.* și *Mosbeck, A.* Acroissement initial de la tension transitoire de rétablissement dans les systèmes triphasés. Rapp. **129**, CIGRÉ, 1966.

[2] *Hoeseman, G.* ș.a. Digitale Berechnung der Wiederkehrenden Spannung in Hochspannungsnetzen. In: BBC Nachrichten **2**, 1961, p. 55—70.

[3] *Cernisev, N. M.* ș.a. Determination expérimentale de la tension transitoire de rétablissement sur des disjoncteurs montés dans des circuits de transformateurs de puissance. Quelques données concernant la tension transitoire de rétablissement à la coupure, de défauts kilométriques. Rapp. **138**, CIGRÉ, 1966.

[4] *Slamecka, E.* și *Waterschek, N.* Influence des résistances d'amortissement sur la tension transitoire de rétablissement et la stabilité de l'arc dans un circuit à une fréquence propre pour l'essai de disjoncteurs à haute tension. Rapp. **150**, CIGRÉ, 1966.

[5] *Horley, I. I.* Essais sur impedance caracteristique applicable au comportement des disjoncteurs sur défaut kilométrique. Rapp. **104**, CIGRÉ, 1966.

[6] *Rieder, W.* și *Urbanek I.* Nouveaux aspects des recherches de l'effet du passage à zéro du courant sur les réamorsages dans les disjoncteurs. Une théorie des conditions de nonéquilibre thermique des arcs. Rapp. **107**, CIGRÉ, 1966.

[7] *Anderson, I. K. P.* ș.a. Progrés réalisés en coopération au Royaume-Urity, en matière d'essais synthètiques des disjoncteurs. Rapp. **115**, CIGRE, 1966.

[8] *Leeds, W. M.* ș.a. Interrupteurs à haute tension a l'hexafluorure de soufre. Rapp. **117**, CIGRÉ, 1966.

[9] *Baltensperger, P.* Rapport sur les travaux du comité d'études no. 3 (Interrupteurs à haute tension). Rapp. **146**, CIGRÉ, 1966.

[10] *Drăgan, G.* Étude des perturbations apparraissant à l'ouverture des circuits capacitifs et inductifs effectuée au moyen de calculateurs analogiques. Rapp. **424**, CIGRÉ, 1966.

[11] *Thoren, B.* și *Fryxell J.* Surtensions de manœuvre dues à la mise sous tension de lignes de transport à haute tension : amplitudes, forme d'ondes et tension de tenue. Rapp. **405**, CIGRÉ, 1966.

[12] *Jaczeweski, M.* ș.a. Surtensions mesurées sur le réseau polonais à 400 kV pendant les manœuvres à vide. Rapp. **402**, CIGRÉ, 1966.

[13] *Burger, U.* ș.a. Phénomènes transitoires mesurés et calculés sur le réseau suisse à 420 kV Tavanasafils — Breite. Rapp. **409**, CIGRÉ, 1966.

[14] *Gert, R.* ș.a. Surtensions de manœuvres dans les réseaux à THT et leur influence sur la rigidité dièlectrique de l'isolement externe. Rapp. **406**, CIGRÉ, 1966.

[15] *Catenacci, G.* ș.a. Le projet du système de transmission 500 kV El CHOCOU-CERROS COLORADOS-BUENOS AIRES. Rapp. **411**, CIGRÉ, 1966.

[16] *Maury, E.* La fermeture syncronisée des disjoncteurs 525 et 765 kV, moyen de réduire les surtension de manœuvre sur lignes à vide. Rapp. **143**, CIGRÉ, 1966.

[17] *Lee, T. H.* Arcs dans le vide et interrupteurs de circuits dans le vide. Rapp. **121**, CIGRÉ, 1966.

[18] *Heroi, N. P.* Essais synthétiques d'un disjoncteur pneumatique, comparaison par méthode statistique avec des essais directs. Rapp. **144**, CIGRÉ, 1966.

[19] *Muller, O.* Rétablissement de la tension de rigidité diélectrique d'éclateurs dans le cas d'arcs à courant alternatif après le passage du courant par zéro. Rapp. **114**, CIGRÉ, 1966.

[20] * * * Auxillary data for current-zéro recording. In: ETZ-A **85**, nr. 10, 1964, p. 312—316.

RECENZIE

CZ 621.503.4

F. STĂNCIULESCU. **Cercetări asupra stabilității și calității circuitelor de reglare neliniare în scopul optimizării lor** (Untersuchungen über die Stabilität und Güte nichtlinearer Regelkreise zum Zwecke ihrer Optimierung). În: Regelungstechnik **14**, nr. 5, mai 1966, p. 216—222.

Articolul menționat al cercetătorului român se înscrie pe linia de perspectivă a analizei tot mai aprofundate a circuitelor de reglare neliniare, din ce în ce mai frecvente în aplicațiile practice.

Articolul reprezintă continuarea și dezvoltarea unor lucrări anterioare ale autorului, în același domeniu dificil. În această lucrare se urmărește fixarea unui criteriu de stabilitate a circuitelor de reglare neliniare, respectiv a unui criteriu de calitate și a unui procedeu de optimizare.

Un merit al autorului constă în faptul că, pentru rezolvarea problemelor propuse, părăsește căile clasice, ca : metoda funcțiilor de descriere, metoda planului fazelor și altele, folosind în schimb teoreme ale teoriei funcțiilor de variabilă complexă, în particular cunoscuta teoremă a convoluției (înfășurării) aplicată la transformatele Laplace.

Pe această cale nouă, pornind de la o schemă-bloc simplă, dar suficient de generală (fig. 1 din lucrare), autorul demonstrează că pentru circuite de reglare conținînd o clasă largă de elemente neliniare (și anume pentru cele a căror expresie analitică permite reprezentarea lor sub formă de polinoame cu discontinuități nu mai mari de gradul I) se poate fixa un criteriu de stabilitate general și, relativ, ușor aplicabil.

Criteriul în discuție se deduce direct din criteriul de stabilitate fundamental, anume ca toți polii funcției caracteristice a sistemului să se găsească în stînga axei imaginare. Se ajunge la concluzia că pentru circuitul analizat se poate determina o funcție analitică, reprezentată în lucrare prin expresia (conform relației (15)) :

$$E(p) = -\frac{1}{\frac{G^2(p)}{H(p)}\psi_1[p_1\varphi(p)] + G(p)\psi_2[p_1\varphi(p)]}{F(p)\varphi(p)}$$

și că locul geometric corespunzător acestei funcții joacă un rol analog cu punctul critic $(-1, j0)$ din teoria clasică a stabilității sistemelor liniare. Așa cum se arată în text, criteriul de stabilitate pentru circuitul neliniar analizat va consta din condiția ca locul geometric corespunzător funcției $\frac{H(j\omega)}{G(j\omega)}$ să nu intersecteze în nici un punct locul geometric corespunzător funcției $E(j\omega)$.

Este de remarcat faptul că, așa cum se arată în lucrare, criteriul Nyquist reprezintă un caz particular al criteriului de arătat.

Autorul dă și un exemplu de aplicare a criteriului stabilit, și anume pentru circuitul de reglare pe care îl prezintă în figura 2. După jocul valorilor parametrilor sistemului, acesta poate fi stabil sau instabil, după cum caracteristicile de frecvență în circuit deschis nu intersectează (fig. 3, *a*) sau intersectează (fig. 3, *b*) curba $E(j\omega)$ menționată mai înainte.

Considerînd condițiile de stabilitate a sistemului îndeplinite, autorul definește în continuare drept criteriu de calitate gradul de amortizare, respectiv drept criteriu de optimizare, minimizarea expresiei (conform relației (16)) :

$$\int_0^\infty |\varepsilon(t)|\, dt,$$

unde $\varepsilon(t)$ reprezintă eroarea sistemului, adică diferența dintre răspunsul ideal $x_i(t)$ și răspunsul real $x(t)$ (conform relației (16)) :

$$\varepsilon(t) = x_i(t) - x(t).$$

Justificarea alegerii unui asemenea criteriu de optimizare este dată în lucrare pe considerentul că „prin aceasta se garantează un răspuns bine amortizat al sistemului și că acest criteriu este simplu" (p. 218). Dezvoltîndu-și ideea, autorul dă o metodă de estimare a integralei menționate mai înainte, respectiv expresia care asigură minimizarea sa. Lucrarea mai cuprinde o extindere a metodei de estimare a integralei de eroare la criterii integrale mai complexe.

Lucrarea analizată pune deci la îndemîna cercetătorilor și proiectanților în domeniul circuitelor de reglare un criteriu solid și utilizabil pentru determinarea gradului de stabilitate a sistemului, respectiv un procedeu pentru asigurarea unei stabilități pronunțate.

Prin aceste rezultate, ca și prin modul însuși de abordare a problemei, putem aprecia lucrarea examinată ca o lucrare utilă și de valoare, ca o contribuție adusă la dezvoltarea teoriei sistemelor de reglare neliniare, a căror importanță este, după cum se știe, într-o necontenită creștere.

Am putea aștepta din partea autorului o dezvoltare a teoriei sale cu aplicabilitate tehnică imediată mărită. Astfel, ni s-ar părea utilă o explicitare mai detaliată a tipurilor de neliniarități la care se referă teoria, cu exemplificările de rigoare și, eventual, găsirea unor criterii de optimizare în sensul unui compromis rezonabil și bine determinat între gradul de stabilitate și viteza de răspuns a sistemului, criteriu aplicabil în mod operativ. Un asemenea rezultat ar ajuta și mai mult pe specialiștii în diferitele domenii de aplicație a sistemelor de reglare (acționări electrice, energetică, utilaje tehnologice automatizate etc.), constituind o contribuție pozitivă la dezvoltarea tehnicii automatizărilor.

Dr. ing. *Eugen Șofan*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.011.1 : 531.314.1 : 538.313

Rouche, N., **Ecuaţiile Lagrange ale sistemelor electromecanice** (Les équations de Lagrange des systèmes électromécaniques). In : Rev. gén. Elect. tom. **75**, nr. 7—8, iulie-august 1966, p. 891—902, 12 fig., 16 ref bibl.

Utilizînd două teoreme din teoria grafului, se obţin în două moduri ecuaţiile unei reţele electrice aşa cum se stabileşte pe baza lucrului mecanic virtual asociat cu principiul lui d'Alembert. Combinînd aceste ecuaţii cu analogia lor mecanică, se stabilesc relaţiile lui Lagrange pentru sisteme cu parametri neliniari. După o succintă prezentare generală a problemei se fac referiri la următoarele chestiuni.

1. Prezentarea unor propoziţii referitoare la teoria grafului şi aplicarea lor la reţele de o configuraţie oarecare.

2. Generalizarea teoremelor Kirchhoff. Determinarea relaţiilor unui sistem mecanic, utilizîndu-se mărimile primitive şi stabilirea celor două forme ale ecuaţiilor unui sistem electric.

3. Stabilirea ecuaţiilor Lagrange sub două forme corespunzătoare la două analogii mecanice.

4. Punerea în evidenţă a teoremelor Millar şi Cherry drept cazuri particulare ale ecuaţiilor Lagrange.

Numeroase exemple ilustrează partea teoretică şi arată importanţa aplicării practice a teoriei prezentate.

A. C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.12.043.3

Kolar, A. **Protecţia rotoarelor generatoarelor mari cu relee electrice** (Schutz des Rotors von Grossgeneratoren durch elektrische Relais). In : Bull. ASE **57**, nr. 5, 1966, p. 182—187, 10 fig., 8 ref. bibl.

Protecţia maşinilor electrice ocupă un loc însemnat în articolele apărute în publicaţiile tehnice, o atenţie deosebită acordîndu-se maşinilor electrice mari, a căror defectare ar periclita siguranţa sistemului electric în care funcţionează.

După o trecere în revistă a stadiului actual în această tehnică, se prezintă cele mai importante metode folosite în protecţia rotoarelor marilor alternatoare.

În afară de elementele clasice de protecţie se descriu două sisteme noi, şi anume : protecţia termică în caz de sarcină asimetrică şi protecţia ultrarapidă la mersul în asincron. Schemele electrice, împreună cu elementele constitutive, sînt descrise pe larg pentru diferite situaţii de funcţionare.

În încheiere se tratează şi alte genuri de protecţie, ca de exemplu : protecţia maşinii de antrenare contra unui „retur" sau supravegherea izolaţiei palierelor, pentru care se dau şi schemele electrice de principiu.

Fl. T.

CZ 621.313.333.042.4

Poloujadoff, M. **Calculul caracteristicilor motorului asincron polifazat cu întrefierul plan** (Calcul des caractéristiques des moteurs asynchrones polyphasés à entrefer plan). In : Rev. gén. Elect. tom. **75**, nr. 6, iunie 1966, p. 859—863, 12 fig., 8 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a evoluţiei tipurilor de motoare se specifică că noţiunea de coeficient de bobinaj nu are semnificaţie în cazul bobinajelor imprimate. Se elaborează o nouă metodă de calcul pentru inductanţele primare. Se discută rezultatele obţinute şi se justifică aspectele particulare.

Se calculează impedanţa rotorului folosindu-se diagrama cercului. Principalele probleme dezvoltate în articol se referă la :

1. Principiul metodei de calcul al inductanţei primarului şi aplicarea rezultatelor în cazul motorului plat.

2. Critica metodei propuse atît sub aspect teoretic, cît şi experimental.

3. Trasarea şi comentarea diagramei cercului.

Se dau într-o serie de diagrame caracteristicile motorului asincron polifazat cu întrefierul plan, insistîndu-se asupra avantajelor şi neajunsurilor pe care le prezintă.

Datele obţinute teoretic şi experimental cu noul tip de motor sînt comparate cu ale altor tipuri de motoare, obţinîndu-se pe această cale indicaţii practice utile pentru exploatarea motoarelor asincrone polifazate, discutate în articol.

A. C.

CZ 621.313.2.013.4.001.24

Sylvestre-Baron, M. **Completare la studiul reacţiei magnetice a indusului din maşinile electrice de curent continuu** (Compléments sur l'étude de la réaction magnétique d'induit dans les machines à courant continu). In : Rev. gén. Elect. tom. **75**, nr. 7—8, iulie-august 1966, p. 903—912, 18 fig., 4 ref. bibli.

Se face prezentarea fenomenului fizic cît mai complet legat de reacţia magnetică a indusului maşinilor electrice de curent continuu, precizîndu-se cauzele care o determină şi relaţiile de calcul al fluxului magnetic. Se trece apoi la descrierea metodelor de măsură a diferiţilor parametri şi se pune în evidenţă modul de calcul al căderii de tensiune din maşina electrică, provocată de reacţia magnetică a indusului. Partea teoretică este însoţită de o serie de rezultate experimentale.

Se arată că la construcţia clasică a lui Rozenberg rezultă o cădere de tensiune nulă datorită reacţiei magnetice a indusului în maşinile electrice nesaturate. Plecîndu-se de la această construcţie şi folosindu-se nu curba de primă magnetizare, ci ciclul histerezis pe porţiuni, se arată că este posibil să se realizeze o astfel de construcţie cu rezultate ca la cea clasică, folosind partea saturată a caracteristicii maşinilor.

Se pun în evidenţă influenţa comutaţiei şi diverse cauze care provoacă căderi de tensiune. Se arată că în maşinile hipersaturate căderea de tensiune datorită reacţiei magnetice a indusului în condiţiile arătate poate avea o valoare minimă.

A. C.

CZ 621.313.322—81.045.532

Kant, M. **Studiul cîmpului magnetic al părţii frontale a unui turboalternator** (Étude du champ magnétique de la partie frontale d'un turboalternateur). In : Rev. gén. Elect., tom **75**, nr. 7—8, iulie-august 1966, p. 913—922, 18 fig., 10 ref. bibl.

Pentru studiul maşinilor electrice de mare putere se impune cunoaşterea repartiţiei cîmpului magnetic. Se dă o metodă pentru stabilirea repartiţiei cîmpului magnetic în spaţiul frontal al unui turboalternator, ţinîndu-se seamă de partea constructivă. Se compară rezultatele obţinute cu cele determinate pe o măsură existentă.

Partea teoretică a lucrării se referă la :

1. Determinarea relaţiilor de calcul ale cîmpului magnetic în partea frontală a maşinii şi precizarea configuraţiei liniilor magnetice.

2. Consideraţii privind analogia reoelectrică a cîmpului magnetic frontal cu precizarea condiţiilor de realizare.

3. Determinarea cîmpului magnetic al porţiunii frontale a unui turboalternator.

Partea practică se referă la descrierea machetei şi la precizarea caracteristicilor aparatelor din schema de măsurări experimentale aplicată.

Confruntarea datelor calculate şi măsurate pe un turboalternator de 600 MW arată eficienţa metodei descrise.

A. C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.614.64.015.13 : 621.319.4

Riaux, E. **Contribuţii la studiul proprietăţilor dielectrice ale hîrtiei pentru condensatoare** (Contribution à l'étude des propriétés diélectriques du papier pour condensateurs). In : Rev. Gén. Elect, tom. **75**, nr. 7—8, iulie-august 1966, p. 927—938, 26 fig., 10 ref. bibl.

Se determină o lege de legătură între părţile componente ale unui dielectric eterogen. Se fac încercări asupra hîrtiei de condensator, variindu-se proporţia de formare şi impregnare. Se calculează permitivitatea relativă şi factorul de pierdere a condensatoarelor cu hîrtie la frecvenţe ridicate, domeniu în care lichidul de impregnare nu are decît un rol neglijabil şi la frecvenţe joase şi temperatură ridicată unde conductivitatea inpregnantului are o importanţă preponderentă. În aceste două domenii, proprietăţile dielectrice ale hîrtiei se pot interpreta ca rezultatul asocierii serie-paralel între părţile componente. Această schemă satisface întrutotul domeniul conductivităţii mici a părţilor componente permiţîndu-se să se prevadă la temperatură mare şi frecvenţă joasă o absorbţie de tip Maxwell-Wagner. După formularea problemei se scot în evidenţă noile idei directoare care stau la baza lucrării şi se descriu metodele de măsură.

Se indică schemele de măsură în punte Weingarten. Se studiază caracteristicile dielectricilor atît în domeniul conductivităţii neglijabile, cît şi în cazul considerării conductivităţii dielectrice. Pentru fiecare caz în parte se trasează curbele de variaţie ale mărimilor studiate.

A. C.

CZ 621.315.616.96.015.13 : 539.166

Asch, G., Félix, C. şi Ongaro, R. **Electrizarea polistirenului plasat în cîmp electric după iradiere cu gamma. Rezultate experimentale şi interpretări.** (Électrisation du polystirène placé dans un champ électrique après irradiation gamma. Résultats expérimentaux et interprétation). In : Rev. Gén. Elect. tom. **75**, nr. 7—8 iulie-august 1966, p. 923—926, 5 fig., 13 ref. bibl.

Se arată că după iradierea polistirenului cu raze gamma se poate obţine o electrificare superficială foarte stabilă sub influenţa unui cîmp electric. Densitatea superficială de sarcină se calculează admiţînd că ea se datoreşte unei deplasări de electroni datorită excitaţiei termice.

Expresia densităţii de sarcină astfel obţinută dă valori în conformitate cu rezultatele experimentale. După prezentarea sistemelor de electrizare se fac consideraţii asupra duratei polarizării la plasarea în cîmp electric a unor eşantioane iradiate gamma.

Se stabileşte legea electrizării şi se dau relaţii de calcul pentru densitatea superficială a sarcinii electrice.

Se prezintă principalele date experimentale, arătîndu-se influenţa diferiţilor factori, cum ar fi : durata polarizării şi a iradierii şi dependenţa lor practică şi se indică perspectiva aplicării practice a electrizării diverselor tipuri de materiale după ce se iradiază gamma.

A. C.

CZ 621.319.4 *Condensatoare*

CZ 621.319.4.002/003 : 621.315.1.027.8

Nordel, R., Hagclund, K. şi Wretemark, S. **Progrese în concepţia şi fabricaţia condensatoarelor serie** (Progrès dans la conception et la fabrication de condensateurs série). Raport CIGRÉ, nr. 141, sesiunea 1966, Paris.

În Suedia, în ultimii 15 ani s-au montat puternice baterii de condensatoare tip serie pentru compensarea longitudinală a liniilor de transport de energie de înaltă tensiune. Se face o analiză a tipurilor de condensatoare folosite la cele cinci genuri de instalaţii de compensare. La primele trei genuri de instalaţii s-a folosit tipul de condensator cilindric cu suprapresiune de ulei în interior, în scopul ridicării gradientului de ionizare. Pentru intensificarea transmisiei căldurii, cuvele aveau montate aripioare metalice. Hîrtia folosită avea densitatea 12 g/cm³, materialul de impregnare era pe bază de ulei mineral, iar gradientul de potenţial era în limitele 12,5—15,5 kV/mm. S-a renunţat la acest tip de condensator din cauza complicatelor dispozitive de menţinere a presiunii.

Noul tip de condensator este plat, fără suprapresiune de ulei. Materialul de impregnare este un difenil clorurat, hîrtia are o densitate scăzută, respectiv 0,8 g/cm³, iar gradientul de potenţial a fost mărit pînă la 17,5 kV/mm.

În continuare se prezintă încercările acestor tipuri speciale de condensatoare.

A. B.

CZ 621.319.4.004.5

Fournié, R. **Contribuţie la studiul îmbătrînirii condensatoarelor de forţă sub influenţa solicitărilor termice şi electrice** (Contribution à l'étude du vieillissement des condensateurs de puissance sous l'influence de contraintes thermiques et électriques). Raport CIGRÉ, nr. 145, sesiunea 1966, Paris.

Metodica îmbătrînirii a fost axată pe următoarele încercări :

a) îmbătrînire la 120°C, fără tensiune ;

b) funcţionare la 80°C, sub tensiune nominală ;

c) încercări de supratensiune, cu de patru ori tensiunea nominală.

În cadrul acestor încercări se fac măsurări dielectrice şi în special ale pierderilor sub diferite tensiuni (0,01 U_n, 0,1 U_n, 0,5 U_n, U_n) la 20 şi 80°C în condiţii de încercare. Separat se face determinarea pragului de ionizare la 20°C. După terminarea acestor încercări se fac determinări fizico-chimice la bobinele condensatoarelor.

Condensatoarele de calitate încercate la 80°C sub tensiune nominală au rezistat mai mult de 10 000 h, respectiv 13 000 h. În schimb, unele condensatoare care au prezentat imperfecţiuni, au rezistat între 100 şi 5 000 h de îmbătrînire artificială.

A. B.

CZ 621.319.4.004.5

Boyer, P. **Imbătrînirea condensatoarelor de forţă** (Vieillissement de condensateurs industriels). Raport CIGRÉ, nr. 120, iunie 1966.

Problema îmbătrînirii condensatoarelor cu dielectricul format din hîrtie specială şi impregnată în materiale sintetice clorurate preocupă în continuare pe constructorii de astfel de aparate electrice. Se consideră ca parametri principali ai procesului de îmbătrînire : temperatura ambiantă, tensiunea şi durata de încercare. S-a ales temperatura ambiantă de 115 ± 2°C, gradientul de potenţial de 14 kV/mm, iar durata de încercare cuprinde opt perioade de cîte 250 h fiecare, cu intervale între ele de circa 100 h, necesare pentru diferite măsurări. Se efectuează la începutul probei o încercare de rigiditate dielectrică la circa 35 kV/mm, sub frecvenţa de 50 Hz, timp de 5 s a 23 ± 5°C. În timpul probei şi după fiecare perioadă de cîte 250 h, se măsoară capacitatea tg δ la 50 Hz, sub 0,25—1—10 şi 20 kV/mm. De asemenea, se măsoară şi rezistenţa izolaţiei la tensiunea de 100 V în curent continuu la următoarele temperaturi ale mediului ambiant : 20, 40, 75, 100 şi 130°C.

Rezultatele măsurărilor arată eficienţa acestei metode.

A. B.

CZ 621.326 *Lămpi cu incandescenţă*

CZ 621.326.722 : 546.1

Lămpi cu incandescenţă cu halogeni (Les lampes à incandescence aux halogènes). In : Rev. Gén. Elect., tom. **75**, nr. 7—8, iulie-august 1966, p. 989—1006.

În cuprinsul a două articole se fac consideraţii teoretice şi practice privind folosirea, în prezent şi în perspectivă, a

lămpilor cu incandescență, folosindu-se halogenii. Principalele probleme tratate și titlul materialelor sînt:

1. G. T'Jampens. Considerații teoretice asupra lămpilor cu incandescență cu halogeni (Considérations théoriques sur les lampes à incandescence aux halogènes), p. 990—996, 10 fig.

După semnalarea dificultăților care se ivesc la fabricarea lămpilor cu iod, se precizează reacțiile și rezultatele obținute cînd se folosesc clorul și bromul și halogenii hidrogenului. Se descriu principalele aspecte care apar la ciclul tungsten-clor și tungsten-brom și tungsten-halogeni pentru halogeni de hidrogen. Dificultățile întîlnite la producerea lămpilor cu incandescență, avînd drept gaz transportor iodul, pot fi eliminate utilizînd halogenii (clor, brom, hidrocarburi halogene). Cele mai eficace s-au dovedit a fi: dibrometan sau bromura de metilenă.

Avantajele tehnologice ale lămpilor cu brom față de cele cu iod se referă la:

a) tendința de nocivitate a lămpilor este mult redusă;

b) dispersia — la aceeași durată de viață — este mai mică;

c) randamentul (lm/W) este cu 5% mai mare;

d) pentru lămpile cu durată scurtă de serviciu sînt admise două poziții de funcționare — verticale și orizontale.

2. Bardin, I. **Principalele aplicații practice actuale ale lămpilor incandescente cu halogeni** (Principales applications pratiques actuelles des lampes à incandescence aux halogènes), p. 997—1006.

Se descriu și se fac precizări asupra diferitelor modele de lămpi cu vapori halogeni comercializate în prezent și se indică modul lor de aplicare.

Se arată diverse aspecte practice ale lămpilor în domeniul transporturilor — în special în cazul autoturismelor; la luminarea aeroporturilor și în diverse alte cazuri practice.

Se dau caracteristicile lămpilor nou construite, arătîndu-se că se obține o reducere sensibilă de gabarite. După prezentarea lămpilor ce se pot folosi pentru iluminarea aeroporturilor, se fac considerații asupra lămpilor din domeniille iluminatului public, iluminatul monumentelor, terenurilor de sport, șantierelor, vitrinelor, tablourilor. Pentru toate aceste tipuri de iluminări se dau caracteristicile lămpilor, insistîndu-se asupra schemei de funcționare și a detaliilor de execuție. După indicarea unor aplicații speciale cu lămpi de 20 kW se arată perspectiva folosirii noilor tipuri de lămpi cu incandescență.

A. C.

CZ 621.375.024.001.24

Nikitin, N. V. **Calculul amplificatorului de curent continuu pentru sistemele de reglare a temperaturii** (Rascet usilitelei pastaianogo toca dlia sistem termoregulirovania). In: Izmeritelnaia tehnica, nr. 11, 1965, p. 15—18, 2 fig., 3 ref. bibl.

Pentru sistemele de reglare a temperaturii termostatelor se folosesc diferite cascade de amplificatoare de curent continuu. După o analiză a avantajelor tehnico-economice pe care le prezintă fiecare dintre ele, se descrie o schemă care înlătură dezavantajele semnalate la celelalte.

Amplificatorul descris este destinat pentru includerea într-o punte. Dintre caracteristicile mai importante se menționează: rezistența de intrare (egală cu cea de ieșire) are valoarea 100 Ω; curentul de calcul $I_M = 100$ mA; coeficientul de amplificare a curentului 3.10^5; tensiunea de alimentare $35 \pm 3{,}5$ V; deriva nulului nu mai mare de 2.10^{-8} A.

Se descriu pe larg principiul care a stat la baza proiectării schemei, cele mai importante elemente ale acesteia (inclusiv valorile numerice) și modul în care s-a comportat în exploatare.

Fl. T.

CZ 621.384.64

Kuphal, K. **Noi acceleratoare electrice pentru încercări de materiale și în slujba medicinii** (Neue elektrische Akzeleratoren im Dienste der Material prüfung und Medizin). In: Bull. ASE 57, nr. 3, 1966, p. 103—117, 10 fig., 21 ref. bibl.

După o prezentare a domeniilor în care acceleratoarele de particule și-au găsit o largă aplicație, se descriu cîteva noi tipuri a căror energie variază de la 4—35 MeV, derivate din „betatroane" sau „acceleratoare liniare", întrebuințate curent în ultimii ani în medicină sau pentru încercarea materialelor. În ambele construcții, electronii accelerați pot să iasă din aparat, fie sub formă de radiație, fie să servească la producerea de raze X de aceeași energie maximă.

Pentru încercarea materialelor, fără a le distruge, se recomandă folosirea unui fascicul intens de raze X, foarte penetrante, pentru ca acestea să poată trece prin grosimea materialului, și o scurtă expunere a filmului care să fie suficientă pentru a face să apară defectele.

Pentru aparatele destinate radioterapiei sînt necesare fascicule de raze X sau fascicule de electroni diafragmate cu precizie, pentru ca efectul razelor să poată fi concentrat cît mai posibil pe locul care se tratează. Radiațiile prezintă avantajul de a pătrunde, după energia lor, mai mult sau mai puțin în corp, ceea ce permite să se adapteze cel mai bine dozajul lor și repartiția pe partea bolnavă.

Experimentările făcute în numeroase țări, cu aceste aparate, au confirmat exactitatea previziunilor.

Fl. T.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu; ing. Al. Greceanu; ing. Șt. Grosu; prof. doc. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Răduleț; ing. St. Țiganetea; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și administrația, București, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile tehnice M.I.C.M. — cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 3947. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

41 400

SOMMAIRE

CD 621.3.015.532 : 621.314.2.084

Avramescu, A., Popescu, Ch. et *Andreescu, M.* : **Méthode et équipement pour la mesure des décharges partielles dans les transformateurs.**

Electrotehnica **14**, no. 11, nov. 1966, p. 381–393

On passe en revue les méthodes et les appareils de mesure utilisés pendant les dernières années dans d'autres pays. On analyse, du point de vue théorique et pratique, chacune des méthodes ainsi que les appareils décrits et l'on tire la conclusion que les méthodes les mieux appropriées pour l'étude des décharges partielles dans les transformateurs sont celles qui mesurent le courant moyen de décharge ou le débit carré dans la liaison au sol de l'objet essayé ou bien du condensateur de blocage. Pour clore, on présente deux appareils pour le mesurage des décharges partielles, réalisés par l'Institut de Recherches et de Projets Electrotechniques — ICPE — et notamment un appareil de mesure sélectif et un analyseur différentiel monocanal.

CD 621.312 : 608.1

Lăzăroiu, D. F. : **Le progrès technique dans la technologie de l'industrie électrotechnique.**

Electrotehnica **14**, no. 11, nov. 1966, p. 393–396

On présente les tendances du développement et le rôle de l'industrie électrotechnique de la République Socialiste de Roumanie au cours du plan quinquennal actuel, par rapport au caractéristiques propres à cette branche industrielle sur le plan mondial. On spécifie l'évolution du perfectionnement de la technologie dans notre industrie électrotechnique en ce qui concerne la modernisation des matériaux utilisés, les relations existant entre l'électrotechnique et la technique des courants de grande puissance, le développement de la mécanisation et l'accroissement de la sécurité pendant le fonctionnement des produits de cette industrie, tout en indiquant les principales charges qui reviennent au secteur des recherches dans le domaine de l'électrotechnique.

CD 621.316.923.2.027.6.001.2

Marinescu, I. : **Le choix et l'utilisation des coupe-circuits à fusibles de haute tension et à grande puissance limitative.**

Electrotehnica **14**, no. 11, nov. 1966, p. 397–404

L'ensemble, appareil de connexion (séparateur de charge contacteur) équipé avec des relais de déclanchement aux surcharges — coupe-circuit à fusibles, tend à jouer un rôle primordial dans la protection des transformateurs de force, des batteries de condensateurs et des moteurs à tension moyenne. En vue d'obtenir une protection efficiente du point de vue technique et économique, il est nécessaire de choisir judicieusement les coupe-circuits à fusibles, en tenant compte des phénomènes essentiels pour la protection du circuit (la caractéristique de maintien à la surcharge et les surcourants de connexion). Basé sur la connaissance de ces phénomènes, on indique le choix des coupe-circuits à fusibles correspondants.

CD 621.316.923.1.027.24.002.2

Barbu, I. : **La construction et la technologie des coupe-circuits lents de 6 à 100 A, 500 V, 50 Hz.**

Electrotehnica **14**, no. 11, nov. 1966, p. 405–413

On présente la construction et la technologie de la série de coupe-circuits lents de courant alternatif, de 6 à 100 A et les performances obtenues. Ainsi, la capacité de rupture est de 16 kA à 550 V ; les oscillogrammes et les courbes mettent en évidence l'effet limitatif du courant, les échauffements obtenus sont réduits etc.

On a aussi déterminé, à l'aide d'une méthode originale, le coefficient global de transmission de la chaleur de ces coupe-circuits.

CD 621.317.78

Heler, A. : **Wattmètres Hall de courant continu exempts d'erreur de méthode.**

Electrotehnica **14**, no. 11, nov. 1966, p. 414–419

LA SESSION CIGRÉ 1966 420–424

COMPTES RENDUS 425
EXTRAITS 426–428

CONTENTS

DC 621.3.015.532 : 621.314.2.084

Avramescu, A., Popescu, Gh. and *Andreescu, M.* : **Methods and devices for measuring the partial discharges in transformers.**

Electrotehnica **14**, nr. 11, nov 1966, p. 381–393

The methods and devices for measuring the partial discharges in transformers lately used in several countries are reviewed. Each method and device described is analysed from the theoretical and practical viewpoint and the conclusion is reached that the most adequate methods for studying the partial discharges in transformers are those measuring the average discharge current or the quadratic discharge in the earth coupling of the object to be tested or the bushing condenser. Two devices for measuring the partial discharges achieved at the Electrotechnical Research and Design Institute, a selective measuring device and a mono-channel differential analyser are presented in the final part of the paper.

DC 621.312 : 608.1

Lăzăroiu, D. F. : **Technological progress in the electrotechnical industry.**

Electrotehnica **14**, nr. 11, nov 1966, p. 393–396

The developmental trends and the role of the electrotechnical industry in the Socialist Republic of Rumania during the present five-year plan are presented in the light of the worldwide characteristics of this industrial branch. Some information is given, concerning the technological improvement of this country's electrotechnical industry as concerns the modernization of the materials used, the interrelations of electrotechnics and strong current technique, the development of mechanization and the increase of the working safety of the products. The main tasks in the field of electrotechnical and related research are also pointed out.

DC 621.316.923.2.027.6.001.2

Marinescu, I. : **The choice and use of the high-tension and high limiting power fusing cut-outs.**

Electrotehnica **14**, nr. 11, nov 1966, p. 397–404

The aggregate connecting device (charge switch contactor) equipped with overload release relays tends to play an essential part in the protection of power transformers, condenser batteries and medium-tension engines. A technically and economically efficient protection requires an adequate choice of the fusible cut-outs according to the essential phenomena for circuit protection (the overload withstand characteristic and the connecting overcurrents). The choice of adequate fusible cut-outs is pointed out on the basis of these phenomena.

DC 621.316.923.1.027.24.002.2

Barbu, I. : **The construction and technology of slow 6–100 A, 500 V, 50 Hz cut-outs.**

Electrotehnica **14**, nr. 11, nov 1966, p. 405–413

The construction and technology of the slow alternating-current cut-out range from 6–100 A and the performances obtained, are presented. The breaking capacity has been found to be of 16 kA at 550 V. The oscillograms and curves emphasize the limitative effect o the current. The heatings obtained are reduced. Likewise, an original method allowed to determine the total heat transmission coefficient in such cut-outs.

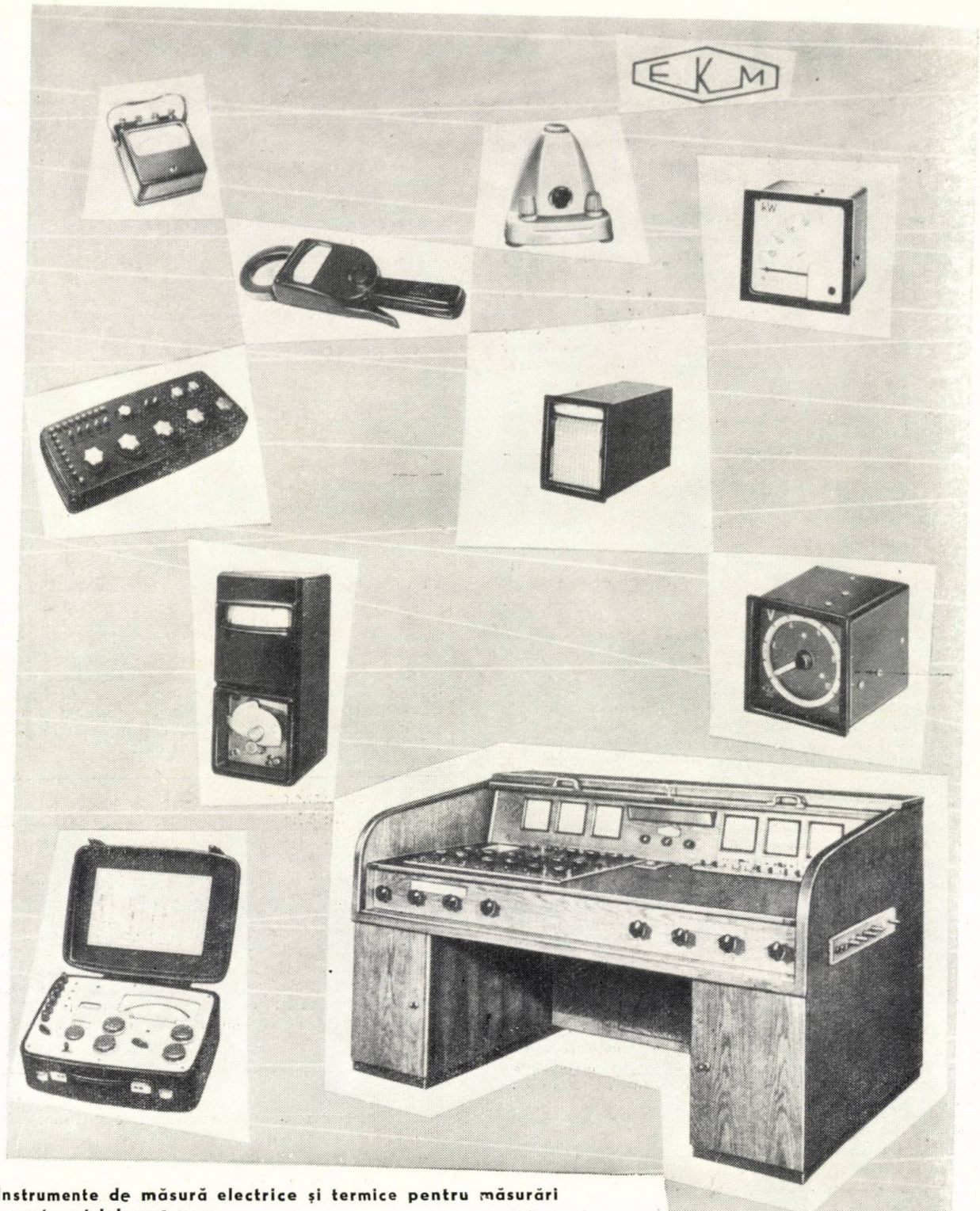
DC 621.317.784

Heler, A. : **Continuous-current Hall wattmeters without method errors.**

Electrotehnica **14**, nr. 11, nov 1966, p. 414–419

FROM THE 1966 CIGRÉ SESSION 420–424

REVIEWS 425
ABSTRACTS 426–428



Instrumente de măsură electrice şi termice pentru măsurări în uzine şi laboratoare

Instrumente pentru tablouri de comandă, aparate de măsură portabile de mare precizie, ampermetre, voltmetre şi wattmetre, punţi de măsură de mare precizie, aparate universale, regulatoare de temperatură, aparate de înregistrat temperatura, compensatoare termice, elemente termice şi termometre de rezistenţă

METRIMPEX

Intreprindere ungară pentru comerţ exterior pentru produsele industriei de instrumente

Adresa: Budapest 62, Postfach 202 — Ungaria
TELEX: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX
M
BUDAPEST

Elektrim

Varşovia 1, str. Czackiego 15/17, Polonia
Căsuţa Poştală : 638

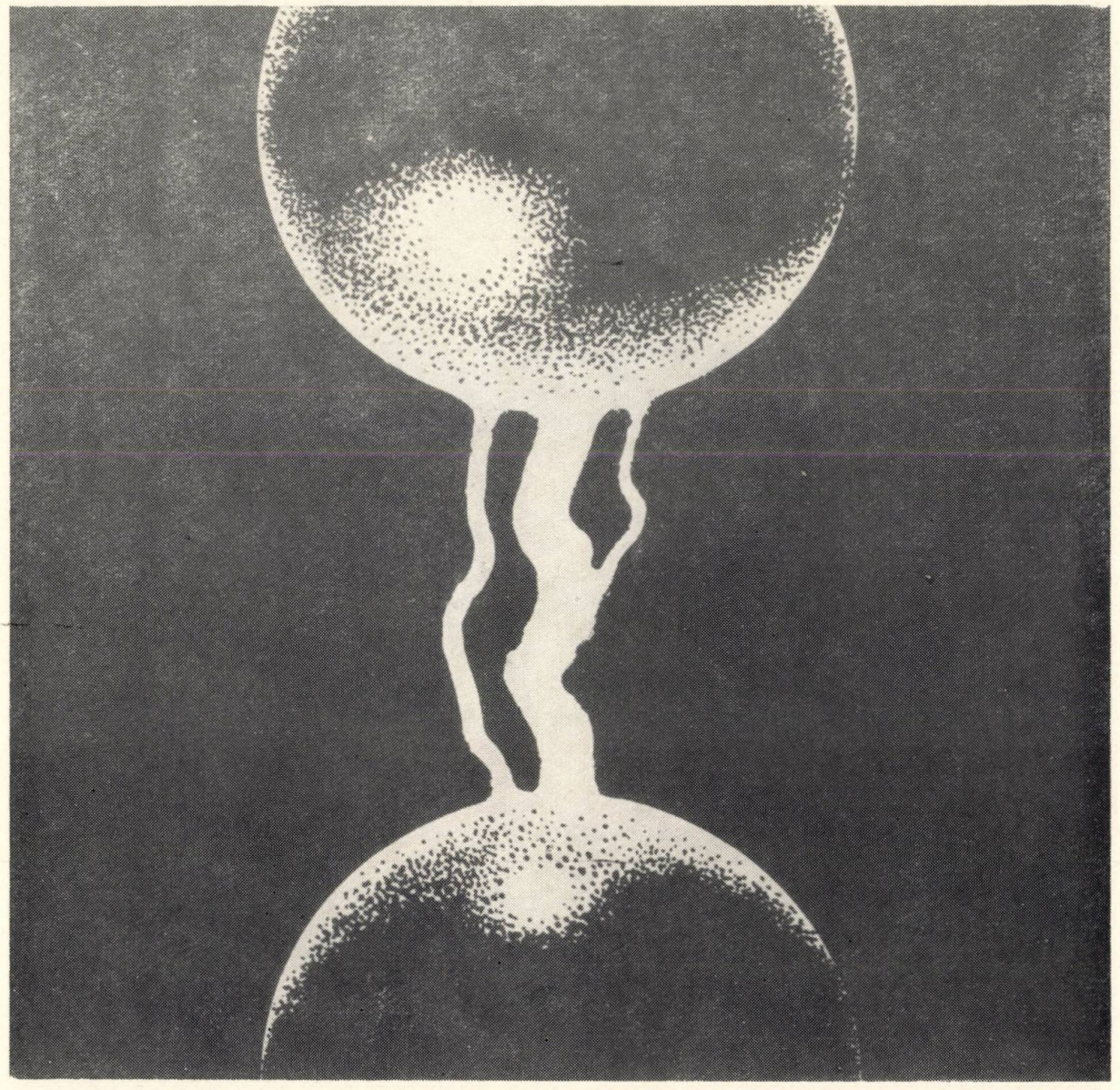
Telex : 81 347, wa

APARATE DE ÎNALTĂ ŞI JOASĂ TENSIUNE

- Posturi de distribuţie de înaltă şi joasă tensiune tip pentru exterioare sau interioare, cum şi posturi de transformare complete
- Aparate de înaltă tensiune : disjunctoare, separatoare, siguranţe de mare putere de rupere
- Transformatoare de măsură
- Paratrăsnete cu rezistenţă variabilă
- Relee
- Aparate de joasă tensiune : disjunctoare de curent continuu şi alternativ, contactoare, întreruptoare, siguranţe de mare putere de rupere, şaltere, butoane etc.
- Motoare şi aparate de ridicat pentru industrie
- Aparate antideflagrante pentru mine

Cataloage şi prospecte se trimit la cerere

Exportator exclusiv : Societatea poloneză a comerţului exterior pentru produse ale industriei electrotehnice, SRL



ÎNTREPRINDEREA COMERCIALĂ DE STAT

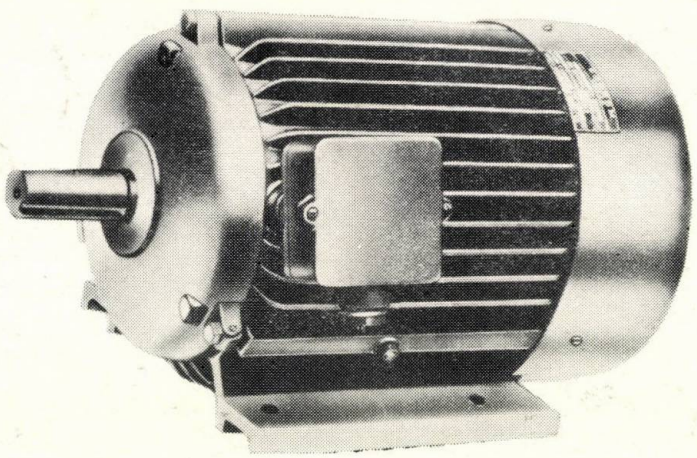
„ELECTROIMPEX"

BULGARIA

Sofia, str. G. Washington, nr. 17, telex 575, telefon 8-49-91

Exportă:

- motoare electrice monofazate şi trifazate cu rotorul în scurt-circuit, complet închise, de 18—100 kW (P—33) şi peste 100 kW (P—22);
- motoare electrice antideflagrante, tip AOB de 22—55 kW



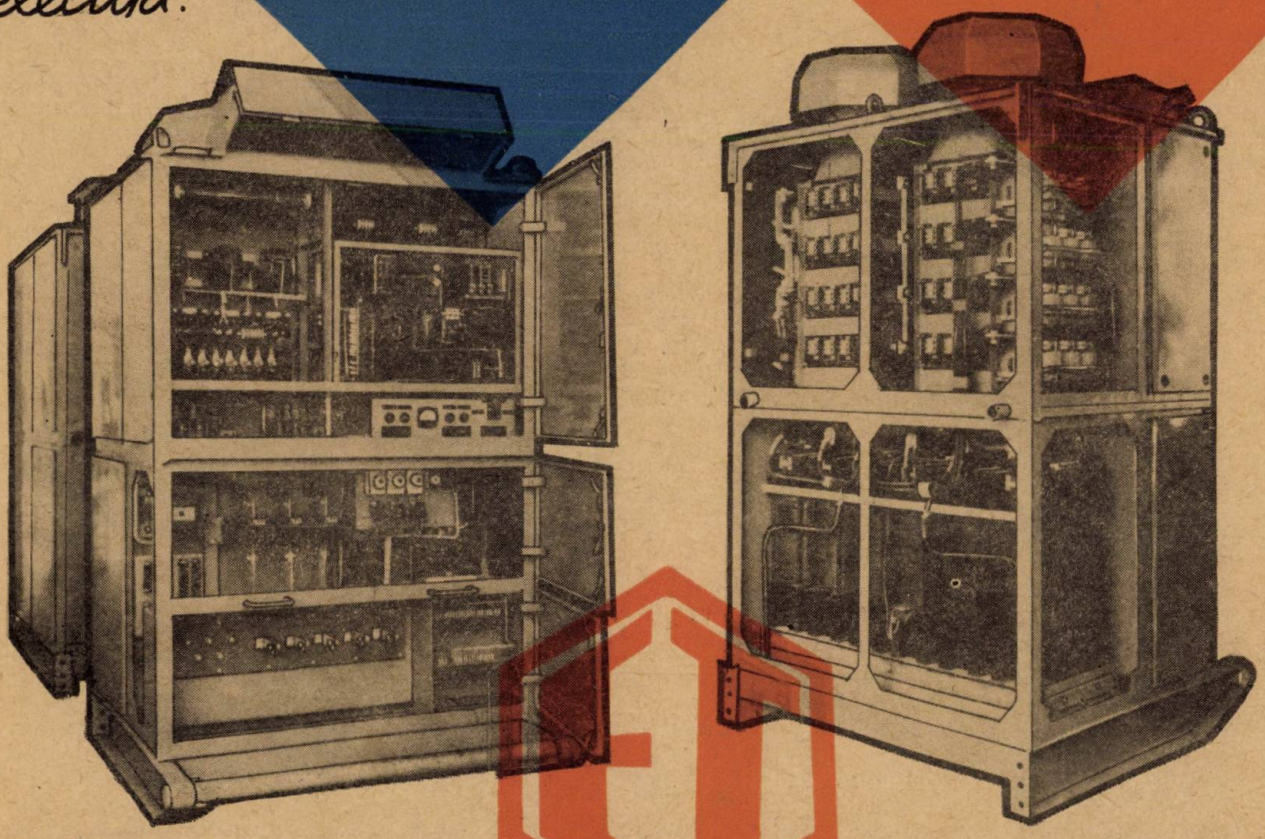
Vizitați expoziția industrială a Republicii Populare Bulgaria care va avea loc între 1—13. XI. 1966 la București în pavilionul central de expoziții, piața Scînteii, nr. 1

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

ELECTROTEHNICA

BUCUREȘTI, Str. ORHIDEELOR 27–29, telefon 164860

execută:

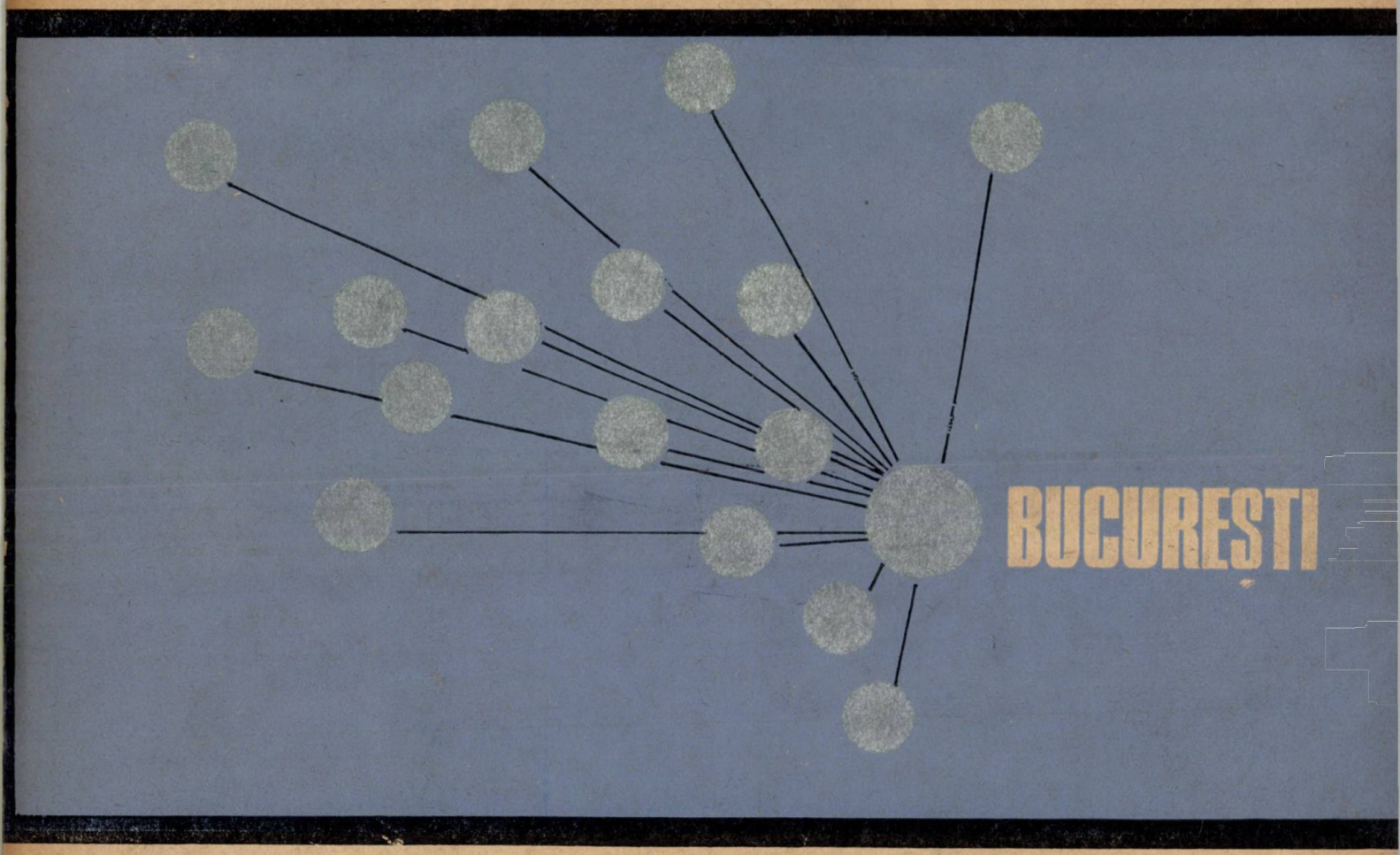


Echipament electric pentru comanda automată cu amplificatoare magnetice și ventile cu siliciu a motoarelor de acționare de curent continuu a instalațiilor de foraj de 75 t.

1967 AFR 14.

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1967. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:

BULGARIE
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701.

POLOGNE
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

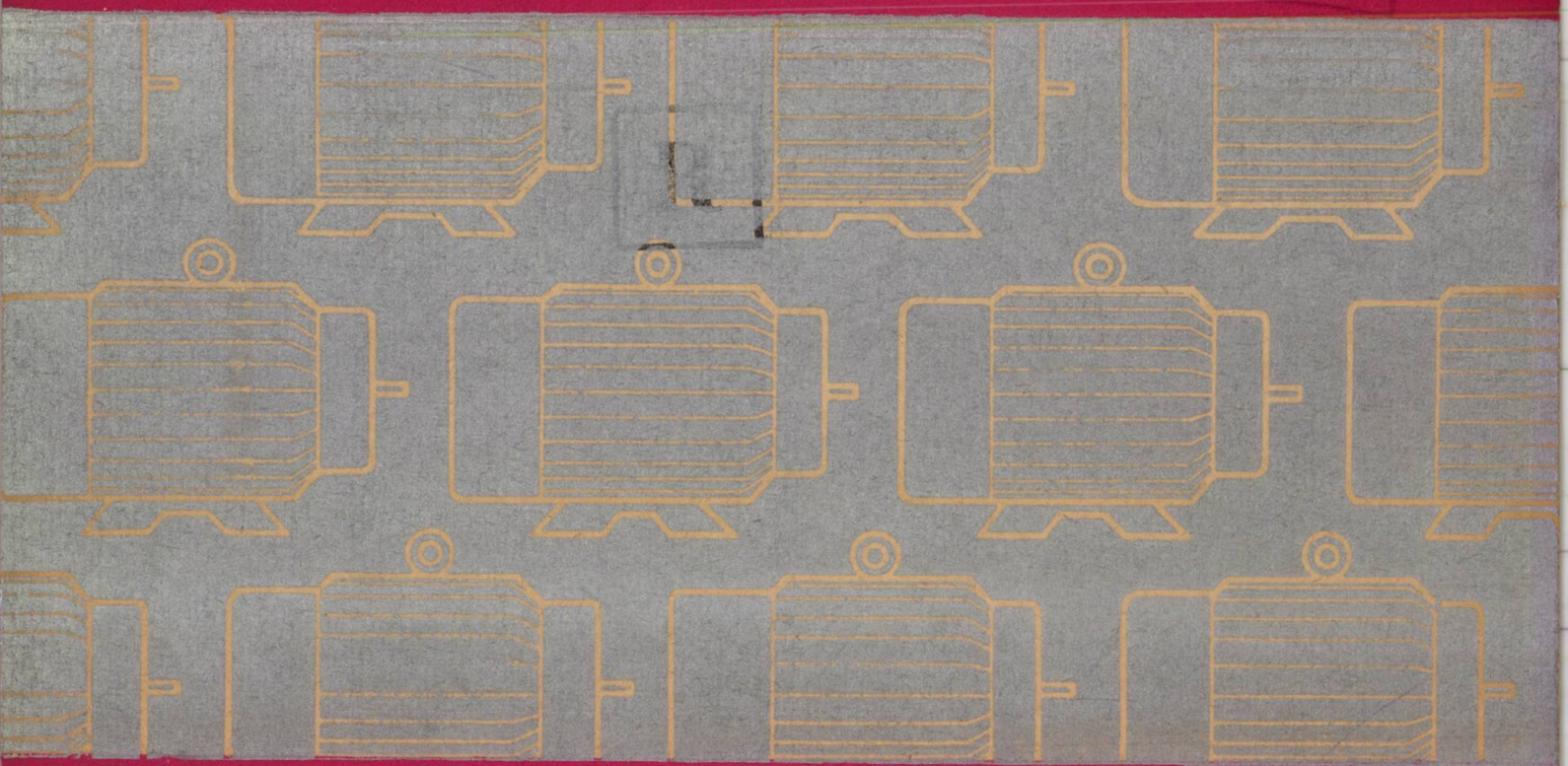
AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E 2040

ELECTROTEHNICA

REFERÁLVA



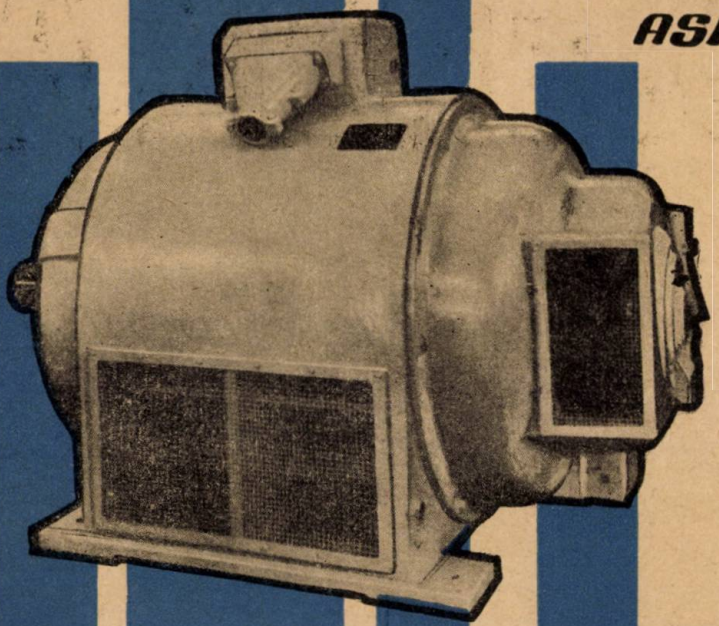
ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 14 ● NR. 12 ● DECEMBRIE 1966

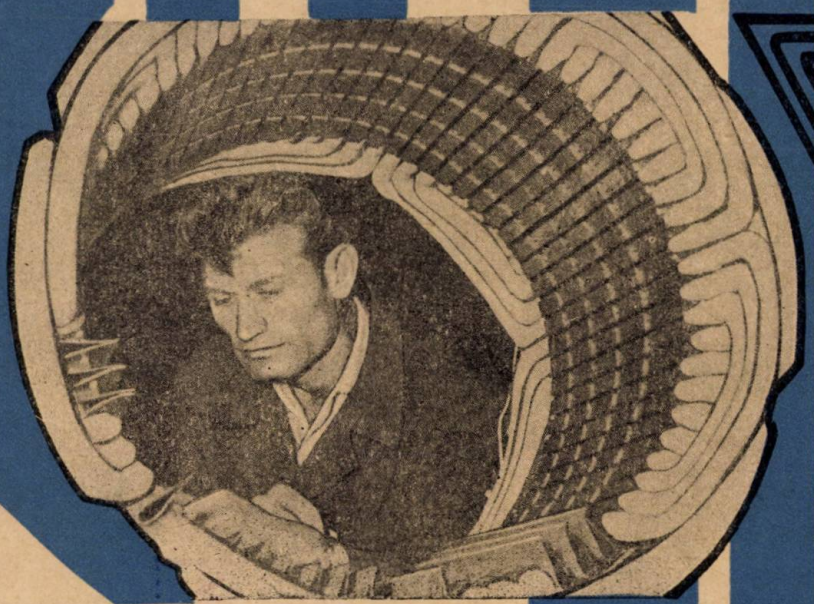
12

pentru orice fel de acționare electrică cu putere necesară peste 100 kW găsiți motorul potrivit

MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE ȘI SINCRONE

în scurtcircuit și cu inele
100-1000 kW, 500-1500 rot/min
normale, protejate,
antigrizutoase, antiexplozive





fabrică

UZINELE ELECTROPUTERE

R

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1863

ELECTROTEHNICA

Anul 14 nr. 12 decembrie 1966

CUPRINS

CZ 061.3 : Academia (498) „1866-1966"

Sesiunea solemnă consacrată sărbătoririi Centenarului Academiei Republicii Socialiste România.

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 429–430

CZ 621.3.011.6 :538.56

Avramescu, A. : **Definirea timpului de răspuns al sistemelor amortizat oscilante.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 431–436

Constanta de timp arială a răspunsului tranzitoriu a unui sistem liniar oscilatoriu se anulează, cînd ar trebui să fie infinită spre a caracteriza instabilitatea. Autorul propune drept criteriu al calității răspunsului să se considere constanta de timp arială a locului maximelor erorii care se poate corela cu timpul de liniștire a sistemului. Se demonstrează pe exemplul sistemului de ordinul doi că propunerea dă rezultate corecte pînă la limita dată de amortizarea pentru care cele două constante de timp sînt egale.

CZ 621.315.616.96.048.81

Nicola, Gr. : **Materiale de presare melaminoformaldehidice modificate pentru scopuri electrotehnice.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 437–442

Se prezintă noi tipuri de materiale de presare melaminoformaldehidice modificate, cu umplutura de natură organică și anorganică cu bune proprietați electrice și mecanice în medii cu umiditate ridicată, cu rezistență la arcul electric, necesare pentru industria constructoare de mașini și aparate electrice.

Se prezintă, de asemenea, proprietățile lor în condiții normale la temperatură, în apă și la umiditate relativă de 95 ± 3 %.

CZ 518.5.001.57 : 621.317.4 : 538.639

Fränkel, D., Wagner, E. și *Grün, U.* : **Modelarea polinoamelor cu coeficienți constanți cu traductoare magnetorezistive.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 443–448

Se discută posibilitatea folosirii traductoarelor magnetorezistive la modelarea polinoamelor cu coeficienți constanți, rezolvîndu-se avantajul de a micșora numărul de traductoare și amplificatoare intermediare.

CZ 621.317.42.089.6 :538.632

Șora, C. și *Heler, A* : **Contribuții privind compensarea influenței temperaturii asupra tensiunii Hall.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 449–454

Se prezintă o metodă originală de compensare a influenței temperaturii asupra tensiunii Hall, bazată pe folosirea în construcția circuitului magnetic al generatorului Hall a unui șunt magnetic din thermaloy. Metoda propusă necesită o construcție simplă, prezentînd și avantajul că nu se acționează asupra circuitelor de comandă și Hall. Experiențele efectuate demonstrează eficiența metodei propuse.

CZ 621.357.75 :621.312

Grünwald, E. : **Utilizarea și depunerea galvanică a metalelor rare și nobile în industria electrotehnică.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 455–462

Se prezintă proprietățile fizico-chimice ale metalelor prețioase și domeniile de utilizare ale acestora în industria electrotehnică. Se insistă asupra utilizării lor la contacte electrice, circuite imprimate, semiconductoare și tuburi electronice. În final, se prezintă și diferite procedee de depunere a metalelor prețioase.

RECENZII ● REFERATE ● CRONICĂ ● SCURTE ȘTIRI

Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICA

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 061.3 : Academia (498) „1866–1966"

Торжественная сессия посвященная празднованию столетней годовщины Академии Социалистической Республики Румыния.

Electrotehnica **14**, № 12, дек. 1966, стр. 429–430.

ДК 621.3.011.6 :538.56

Аврамеску, А.: **Определение времени ответа систем затухания колебаний**

Electrotehnica **14**, № 12, дек. 1966, стр. 431–436

Ариальная постоянная времени транзисторного ответа линейной колебательной системы аннулируется, когда должна была бы быть бесконечной для охарактеризования неустойчивости. Автор предлагает как критерий качества ответа принять ариальное постоянство времени места максимальных ошибок, которое можно коррелировать со временем успокоений системы. Указывается, по примеру системы второго порядка, что это предложение дает правильные результаты до предела, данного затуханием, для которого эти две постоянные времени являются равными.

ДК 621.315.616.96.048.81

Никола, Гр.: **Прессованные меламиноформальдегидные модифицированные материалы для электротехнических целей**

Electrotehnica **14**, № 12, дек. 1966, стр. 437–442

Описаны новые типы прессованных модифицированных меламиноформальдегидных материалов, с заполнением органического и неорганического характера, отличающиеся хорошими электрическими и механическими свойствами в среде с повышенной влажностью, прочностью к электрической дуге, необходимые для машиностроительной промышленности и для электрических приборов.

Приводятся также их свойства при нормальных температурах, в воде и при относительной влажности в 95 ± 3 %.

ДК 518.5.001.57 : 621.317.4 : 538.639

Френкель, Д., Вагнер, Е. и *Грин, У.:* **Моделирование полиномов с постоянными коэффициентами посредством магнитнорезистивных датчиков**

Electrotehnica **14**, № 12, дек. 1966, стр. 443–448

Рассматривается возможность применения магнитнорезистивных датчиков при моделировании полиномов с постоянными коэффициентами, подчеркивая преимущество уменьшения числа промежуточных датчиков и усилителей.

ДК 621.317. 42.088.6 :538.632

Шора, К. и *Геллер, А.:* **К вопросу о компенсации влияния температуры на напряжение Галля**

Electrotehnica **14**, № 12, дек. 1966, стр. 449–454

Описан оригинальный метод компенсации влияния температуры на напряжение Галля, основывающийся на применении в конструкции магнитопровода генератора Галля, магнитического шунта из термаллоя. Предложенный метод требует простую конструкцию, представляя также и то преимущество, что он не оказывает воздействия на цепь управления и на цепь Галля. Проведенные испытания подтвердили эффективность предложенного метода.

ДК 621.357.75 :621.312

Гринвальд, Е.: **Использование и гальваническая наплавка редких и драгоценных металлов в электротехнической промышленности**

Electrotehnica **14**, № 12, дек. 1966, стр. 455–462

Приведены физико-механические свойства драгоценных металлов и области их применения в электротехнической промышленности. Подчеркивается целесообразность их применения при электрических контактах, печатных цепях, полупроводниках и электронных лампах. В заключение описаны различные способы наплавления драгоценных металлов.

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА ● КРАТКИЕ ИЗВЕСТИЯ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 061.3 : Academia (498) „1866–1966"

Festveranstaltung anlässlich des hundertjährigen Bestehens der Akademie der Sozialistischen Republik Rumänien.

Electrotehnica **14**, H. 12, Dez 1966, S. 429–430

DK 621.3.011.6 :538.56

Avramescu, A. : **Bestimmung der Antwortdauer schwingender Dämpfungssysteme.**

Electrotehnica **14**, H.12, Dez.1966, S. 431–436

Die Flächenzeitkonstante der transienten Antwort schwingender linearer Systeme wird auf Null reduziert, wo sie unendlich sein sollte, um die Instabilität zu kennzeichen. Als Qualitätskriterium der Antwort schlägt der Verfasser die Flächenzeietkonstante des geometrischen Orts der Fehlerhöchstwerte vor, die mit der Beruhigungszeit des Systems in Wechselbeziehung gebracht werden kann. An Hand des Systems zweiten Grades wird nachgewiesen, dass das vorgeschlagene Verfahren bis zur Dämpungsgrenze, wo die beiden Zeitkonstanten gleiche Werte aufweisen, korrekte Ergebnisse liefert.

DK 621.315.516.96.048.81

Nicola, Gr. : **Modifizierte Presstoffe auf Melaminformaldehydbasis für elektrotechnische Zwecke**

Electrotehnica **14**, H. 12, Dez. 1966, S. 437–442

Es werden neue Arten von modifizierten Presstoffe auf Melaminformaldehydbasis mit organischen und anorganischen Füllmaterial beschrieben, die unter Bedingungen erhöhter Feuchtigkeit gute elektrische und mechanische Eigenschaften und Widerstandsfähigkeit im Lichtbogen aufweisen und sich somit für die Verwendung im Maschinenbau und Herstellung elektrischer Apparate eignen.

Ferner werden ihre Eigenschaften unter normalen Bedingungen, bei verschiedenen Temperaturen, in Wasser und relativer Feuchtigkeit von 95 ± 3% dargelegt.

DK 518.5.001.57 : 621.317.4 : 538.639

Fränkel, D., Wagner, E. und *Grün, U.* : **Modellieren von Polynomen mit konstanten Koeffizienten mit Hilfe magnetresistiver Übertrager.**

Electrotehnica **14**, H. 12, Dez. 1966, S. 443–448

Die Verfasser erörtern die Möglichkeit magnetresistiver Übertrager für das Modellieren von Polynomen mit konstanten Koeffizienten zu verwenden, woraus der Vorteil erwächst, die Zahl der Übertrager und Zwischenverstärker herabzusetzen.

DK 621.317.42.089.6 :538.632

Şora, C. und *Heller, A.* : **Beiträge in bezug auf die Ausgleichung des Temperatureinflusses auf die Hall-Spannung.**

Electrotehnica **14**, H. 12, Dez. 1966, S. 448–454

Es wird ein neuartiges Verfahren zum Ausgleich des Temperatureinflusses auf die Hall-Spannung dargelegt, das darauf beruht in den magnetischen Kreis des Hall-Generators einen magnetischen Nebenschluss aus Thermaloy einzubauen. Das vorgeschlagene Verfahren zeichnet sich durch eine einfache Bauweise und den Vorteil aus, dass es nicht auf die Steuer -und Hallkreise einwirkt. Die vorgenommenen Versuche bestätigten die Wirksamkeit dieses Verfahrens.

DK 621.357.75 :621.213

Grünwald, B. : **Verwendung und galvanische Abscheidung seltener und Edelmetalle in der elektrotechnischen Industrie.**

Electrotehnica **14**, H. 12, Dez. 1966, S. 455–462

Es werden die physikalischen und chemischen Eigenschaften der Edelmetalle und deren Verwendungsbereiche in der elektrotechnischen Industrie dargelegt. Der Verfasser unterstreicht in erster Reihe deren Verwendung bei der Herstellung elektrischer Kontaktflächen, gedruckter Schaltungen, Halbleiter und Elektronenröhren. Abschliessend werden verschiedene Verfahren zum Herstellen von Überzügen aus Edelmetallen beschrieben.

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● CHRONIK ● KURZNACHRICHTEN

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 14 nr. 12 București, decembrie 1966

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883

CENTVM ANNI ACADEMIAE REIPVBLICAE SOCIALISTAE ROMANIAE

SESIUNEA SOLEMNĂ CONSACRATĂ SĂRBĂTORIRII CENTENARULUI ACADEMIEI REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA

În ziua de 26 septembrie s-a desfășurat în sala Palatului Republicii, sesiunea solemnă consacrată sărbătoririi Centenarului Academiei Republicii Socialiste România.

Au participat membri ai C.C. al P.C.R., ai Consiliului de Stat și ai guvernului, conducători de instituții centrale și organizații obștești, academicieni, profesori universitari, oameni de știință și cultură, ziariști.

La sesiune au luat parte invitați de peste hotare, reprezentînd academii și alte foruri academice și universitare, din aproape 30 de țări.

După cuvîntul de deschidere, rostit de acad. Miron Nicolescu, președintele Academiei Republicii Socialiste România, președintele Comitetului de organizare a Centenarului, tovarășul Nicolae Ceaușescu, secretarul general al C.C. al P.C.R., a adus salutul Comitetului Central al Partidului Comunist Român, al Consiliului de Stat și al guvernului, adresat tuturor oamenilor de știință și cultură din țara noastră cu prilejul împlinirii unui secol de existență a Academiei.

Tovarășul Nicolae Ceaușescu a subliniat că sărbătorirea Centenarului Academiei reprezintă un moment de seamă în viața culturală și științifică a țării noastre; această aniversare prilejuiește trecerea în revistă a dezvoltării științei și culturii românești de-a lungul vremii și îndeosebi în perioada construcției socialismului; evocă drumul luminos al istoriei poporului român, care, în ciuda împrejurărilor de atîtea ori vitrege, și-a adus din plin contribuția la progresul cunoașterii umane, la mersul înainte al civilizației.

Creația științifică și culturală are rădăcini adînci în trecutul îndepărtat al istoriei poporului nostru; ea s-a dezvoltat în strînsă legătură cu procesele social-economice, cu lupta forțelor înaintate pentru eliberarea națională și socială, cu întreaga evoluție a societății românești, precum și cu progresul științei și culturii universale. În continuare, tovarășul Nicolae Ceaușescu a arătat că știința joacă astăzi un rol din ce în ce mai important în lupta pentru transformarea revoluționară a societății, pentru făurirea unei lumi mai bune. Totodată, mințile luminate ale savanților și cercetătorilor își îndreaptă eforturile spre supunerea în continuare a naturii, spre creșterea forței transformatoare a omului, a capacității sale de producție, spre sporirea avuției materiale a societății. Pornind de la direcțiile dezvoltării economice și sociale a țării, de la tendințele generale ale progresului, cercetarea științifică, atît cea fundamentală, cît și cea aplicativă, își va îndeplini cu succes rolul de puternică forță materială a producției, va contribui din plin la înflorirea societății.

Realitatea demonstrează că în epoca modernă producția și știința se condiționează și se influențează reciproc, contribuind una la accelerarea dezvoltării celeilalte; știința și producția constituie două laturi inseparabile ale activității de creație a omului. Apare astfel, de la sine înțeles, ce importanță mare prezintă asigurarea tuturor condițiilor pentru dezvoltarea conlucrării active dintre oamenii de știință din instituiele de cercetare ale Academiei, ale departamentelor, din învățămîntul superior — și fabricile și uzinele noastre, combinatele industriale, unitățile agricole socialiste, masa largă a producătorilor de bunuri materiale.

Evoluția rapidă a științei, problemele tot mai complexe pe care i le pune în față societatea modernă solicită forțe tot mai mari, impun, ca o necesitate obiectivă, unirea eforturilor unui

număr sporit de oameni de știință din domenii diferite de cercetare.

Crearea Consiliului Național al Cercetării Științifice are tocmai menirea de a asigura organizarea cooperării pe scară națională a cercetătorilor din țara noastră, cultivarea unui spirit de emulație creatoare, dezvoltarea schimbului liber de opinii, a dezbaterilor științifice rodnice, în care să se poată afirma nestingherit teoriile și principiile înaintate, bazate pe materialismul dialectic și istoric.

Înflorirea culturii socialiste presupune grijă și răspundere deosebită nu numai pentru prezent, ci și pentru viitor. De aceea, una din cele mai importante obligații morale ale societății noastre, ale generației de azi este de a forma schimbul de mîine al culturii românești, de a pregăti cu răbdare, căldură și exigență pe viitorii noștri intelectuali în stare să preia și să ducă mai departe făclia creatoare a înaintașilor, să se situeze la înălțimea științei mondiale, să contribuie din plin la făurirea societății socialiste și comuniste în țara noastră.

În încheierea cuvîntului de salut, tovarășul Nicolae Ceaușescu a arătat că intelectualii de azi au fericirea de a fi contemporanii celei mai mărețe și mai glorioase epoci din istoria poporului român, epocă ce deschide un cîmp nelimitat de afirmare tuturor forțelor națiunii noastre. Există convingerea că savanții, cercetătorii, oamenii de artă vor munci cu toată energia și pasiunea, punînd cunoștințele, forța gîndirii și talentului lor în slujba progresului continuu al României, ridicării ei pe culmile cele mai înaintate ale civilizației umane.

A luat apoi cuvîntul acad. Miron Nicolescu, care a prezentat expunerea „100 de ani de la crearea Academiei". Vorbitorul și-a început raportul exprimînd în numele Academiei centenare, al membrilor săi, al tuturor oamenilor de știință și cultură din țara noastră, sentimentele de profundă mulțumire pentru cuvintele calde rostite de tovarășul Nicolae Ceaușescu, secretarul general al Comitetului Central al Partidului Comunist Român, pentru înalta prețuire și sprijinul pe care partidul și guvernul le dau științei românești, factor de seamă în propășirea și înflorirea patriei noastre, România Socialistă.

În continuare, acad. Miron Nicolescu a prezentat o scurtă privire istorică asupra evoluției activității științifice-culturale de-a lungul istoriei poporului nostru, precum și principalele realizări ale științei și culturii din țara noastră, în ultimele două decenii, strîns legate de profundele transformări politice, economice și sociale dobîndite de poporul român în opera de construire a socialismului.

Folosind condițiile create, oamenii de știință și cercetătorii Academiei, cei din institutele departamentale de cercetări, din laboratoarele unităților de producție, cadrele didactice universitare au continuat și au dus mai departe tradițiile progresiste ale creației spirituale a înaintașilor, au ridicat pe trepte mai înalte știința și cultura românească. Realizările obținute în multe din ramurile principale ale științei au o mare însemnătate pentru dezvoltarea generală a patriei, pentru progresul ei economic și social, fiind cunoscute și apreciate și în afara granițelor țării.

Unul dintre factorii care au stat la baza acestor succese, a promovării gîndirii științifice a fost orientarea activității de cercetare în lumina concepției materialismului dialectic și istoric, concepție însușită creator de către oamenii noștri de știință. Ea are puternice rădăcini în tradițiile materialiste, care au caracterizat activitatea multor savanți și cărturari români din secolul trecut.

În încheiere, vorbitorul a arătat că oamenii de știință, reprezentanți ai tuturor generațiilor, de toate naționalitățile, împreună cu întreaga intelectualitate a țării, își fac un titlu de mîndrie din slujirea devotată a patriei socialiste. Punerea capacității și talentului lor în slujba fericirii poporului și a progresului multilateral al societății noastre constituie un țel luminos, care dă vigoare și insuflă pasiune întregii noastre activități.

În continuare, oaspeții de peste hotare au prezentat mesaje de salut din partea academiilor și a altor foruri academice și universitare străine.

În încheierea Sesiunii solemne, acad. Miron Nicolescu a exprimat, în numele slujitorilor științei și culturii românești, mulțumiri conducerii de partid și de stat, în frunte cu tovarășul Nicolae Ceaușescu, secretar general al C.C. al P.C.R., pentru sprijinul permanent pe care îl acordă oamenilor de știință. În continuare, a mulțumit oaspeților de peste hotare pentru participarea lor la festivitățile Centenarului Academiei, pentru mesajele transmise.

Președintele Academiei a încredințat partidul și guvernul, întregul popor, că oamenii de știință și cultură își vor intensifica activitatea pentru a duce mai departe făclia științei și culturii și pentru a spori contribuția lor la opera de progres și prosperitate a patriei, de înflorire a națiunii socialiste române.

COMITETUL DE REDACȚIE

Definirea timpului de răspuns al sistemelor amortizat oscilante*

Aurel Avramescu ** — București

CZ 621.3.011.6:538.56

Cerințe pentru definirea „timpului de răspuns" al unor sisteme fizice au apărut întîi în automatică [1], apoi în tehnica măsurărilor [2]. Această noțiune se impune pentru caracterizarea oricărui sistem dinamic, fie el de natură mecanică, electrică, sonică, pneumatică sau complexă. Interesează în cel mai înalt grad, cum, cît de rapid, cît de fidel răspunde sistemul după aplicarea bruscă a unei forțe exterioare, a unei comenzi sau perturbații, ce apare sub forma unei trepte. Pe cît de simplă pare întrebarea, pe atît de greu este a i se da un răspuns riguros și general valabil. În automatică au apărut mai multe variante bazate, fie pe viteza medie de creștere a răspunsului, fie pe timpul pînă la atingerea unei anumite fracțiuni din valoarea finală etc. [3]. O definiție mai științifică s-a adoptat de către C.E.I. [4] și care coincide cu definiția constantei de timp ariale propusă de autor, încă din anul 1945 [5], pentru caracterizarea vitezei de difuziune în sisteme termice, respectiv electromagnetice [6].

O examinare mai atentă a arătat totuși [7], [8] că această definiție, foarte potrivită pentru fenomene de difuziune, duce la caracterizări greșite în cazul fenomenelor oscilatorii. Ori, se știe că sistemele automate închise pot intra în oscilații dacă li se mărește amplificarea. Se cere deci o nouă definiție a timpului de răspuns, care să rămînă valabilă pentru variații ale parametrilor sistemului ce ar putea provoca oscilații amortizate sau chiar întreținute.

În cele ce urmează se prezintă o soluție nouă pentru rezolvarea acestei probleme și a dilemei în care se ajunge forțat dacă se păstrează, de exemplu, propunerea C.E.I. Se presupune, deocamdată, că se cunoaște comportarea sistemului și răspunsul lui la treapta unitară a forțelor exterioare, fie sub formă analitică (ecuația diferențială și soluția ei), fie sub formă experimentală (oscilograma răspunsului). Aceste date sînt disponibile sau se pot obține în cursul analizei sistemelor. Considerațiile ce urmează se aplică, în general, sistemelor liniare de tip integral (I în automatică, astatice în măsurători).

Diferite definiții ale timpului de răspuns

În literatura de specialitate se găsesc diferite definiții pentru timpul de răspuns (response time) al sistemelor automate [7]. Tot atît de variate sînt și discuțiile relative la aceste definiții.

Cea mai simplă variantă consideră ca timp de răspuns intervalul dintre momentul aplicării forței și atingerea unei anumite fracțiuni din valoarea finală, și anume, fie 0,63 corespunzînd valorii $1 - e^{-1} = 0{,}633 \approx 2/3$ atinsă de curba exponențială după o constantă de timp T, fie $1/\sqrt{2} = 0{,}707$, fie 0,90 sau mai mult din acea valoare.

Alte variante pleacă de la proiecția pantei maxime sau medii a răspunsului pe axa timpului (fig. 1). Ca bază se ia sau proiecția tangentei în punctul cu ordonata 0,50 sau în punctul de inflexiune.

Avînd în vedere faptul că răspunsul optim se realizează de obicei printr-o oscilație amortizată [9], numeroase propuneri fixează o

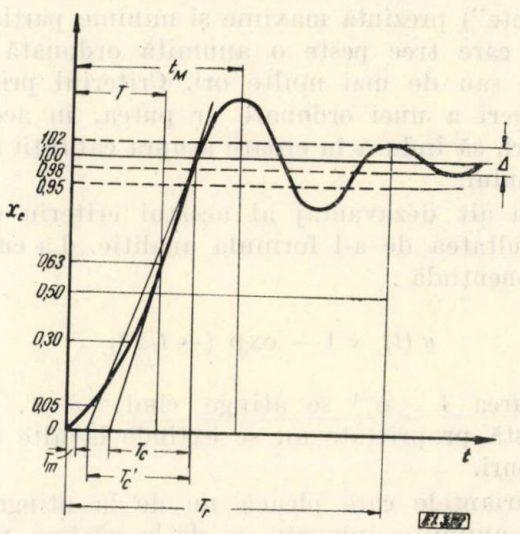


Fig. 1. Răspunsul la treapta unitară a unui sistem dinamic amortizat oscilant:
T' — timpul pînă la atingerea ordonatei 2/3; T_c — timpul de creștere, egal cu subtangenta punctului cu ordonata 2/3; T_c' — timpul de creștere definit prin punctele de ordonate 0,05 și 0,95; t_M — momentul suprareglării maxime; Δ — toleranțe de ± 2% a abaterii de la valoarea finală; T_r — timpul de liniștire.

toleranță dată, de exemplu ± 5%, respectiv ± 2%, în care amplitudinea trebuie să se încadreze după trecerea timpului de răspuns. În cazul curbei exponențiale, acele valori ale

---

* Lucrare prezentată la sesiunea jubiliară (15 ani) a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică din 24—25 ianuarie 1966 (Electrotehnica 14, nr. 2, 1966, p. 66).

** Acad. *A. Avramescu* este director general al Centrului de documentare științifică al Academiei Republicii Socialiste România.

abaterii se ating după 3, respectiv, 4 constante de timp, ceea ce evidențiază confuzia în fixarea noțiunii sau a criteriului de bază.

Toate aceste variante propuse de diferiți autori și intrate mai mult sau mai puțin în uz se pot împărți înainte de toate în două grupe : prima, la care timpul de răspuns este de ordinul de mărime a constantei de timp T a unui sistem de ordinul întîi echivalent și a doua, cea care se referă la încadrarea răspunsului în anumite limite atinse după un timp de $(3 \div 4)\ T$. Pentru aceste din urmă variante ne pare mai adecvată denumirea de „timp de liniștire" (setting time, Beruhigungszeit), păstrîndu-se pentru prima grupă expresia „timp de răspuns".

Variantele din prima grupă, care prevăd atingerea unei anumite fracțiuni din valoarea finală, pleacă de la cerința manifestată în automatică și în teoria măsurătorilor, ca sistemul să ajungă cît mai repede în apropierea valorii finale. Dar trebuie să se țină seamă că dînd sistemului o slabă amortizare, această cerință se poate îndeplini ușor, fără ca oscilațiile în jurul valorii finale să descrească într-un timp rezonabil.

Există sisteme de ordin superior cu un răspuns la treaptă unitară, care pe panta de creștere (denumită în tehnica tensiunilor înalte „frunte") prezintă maxime și minime parțiale, deci care trec peste o anumită ordonată de două sau de mai multe ori. Criteriul primei atingeri a unei ordonate ar putea, în aceste cazuri, să inducă în eroare asupra calității răspunsului.

Un alt dezavantaj al acestui criteriu este dificultatea de a-l formula analitic. La curba exponențială :

$$u(t) = 1 - \exp(-t/T), \qquad (1)$$

valoarea $1 - e^{-1}$ se atinge cînd $t = T$, dar această proprietate nu se extinde la alte răspunsuri.

Variantele care pleacă nu de la atingerea unei anumite ordonate, ci de la găsirea unei tangente de pantă medie sau maximă a crești, a cărei proiecție pe abscisă reprezintă un timp caracteristic pentru viteza de creștere a răspunsului la treaptă, ar trebui să definească un „timp de creștere" T_c a răspunsului, în general, diferit de constanta de timp T, și anume mai mic decît aceasta. Într-adevăr, la curba exponențială (1), constanta de timp T este subtangentă în origine unde panta este maximă.

Din punct de vedere analitic [9] timpul de creștere corespunzînd tangentei în punctul cu ordonata 1/2 se exprimă :

$$T_c = 1/2\, u'^{(1/2)},$$

pe cînd în punctul de inflexiune avem necesar :

$$T_c = 1/u'(t_1)\ ;\ u''(t_1) = 0,$$

în ambele cazuri T_c fiind egal cu lungimea subtangetei în acel punct.

La timpul de răspuns ar trebui să se ia în considerare și evoluția funcției de răspuns următoare atingerii semiamplitudinii sau a punctului de inflexiune, adică să fie o sinteză a timpului de creștere și a timpului de liniștire. În cele ce urmează se va arăta cum se poate îndeplini acest deziderat.

Echivalarea cu constanta de timp arială

Constanta de timp T rezultă de la curba exponențială nu numai din condiția $t/T = 1$, ci, cu o semnificație mult mai profundă, din integrala :

$$T = \int_0^\infty [1 - \exp(-t/T)]\, dt, \qquad (2)$$

adică din aria pe care curba $u(t)$ a răspunsului la treapta unitară o închide cu treapta unitară. Definiția :

$$T = \frac{1}{1 - u(0)} \int_0^\infty [1 - u(t)]\, dt, \qquad (3)$$

se poate extinde după cum autorul a demonstrat [6] și dezvoltat în numeroase lucrări [10] la variate fenomene [11] și sisteme fizice [12].

La fenomenele de difuziune de toate genurile, tangenta în origine este orizontală, subtangenta infinită, deci constanta de timp definită după acest criteriu nu redă viteza de variație a fenomenului. În schimb definiția integrală (3) caracterizează, după cum autorul a demonstrat [6], această variație similar, am putea spune impropriu identic, în orice caz exact în același fel ca și la curba exponențială. Acest fapt a reieșit din suprapunerea curbelor de răspuns cu constanta de timp egală a unor fenomene și sisteme diferite [6].

Introducerea definiției (3) a constantei de timp permite, după cum am demonstrat, simplificarea și explicitarea numeroaselor formule

şi relaţii fizice ale fenomenelor respective [12]. Invers, nesocotirea acestei definiţii şi semnificaţiile fizice ale constantei de timp duc, inevitabil, la greşeli [13].

Clarificarea acestor avantaje şi performanţe a rezultat din stabilirea unei relaţii directe foarte importante a constantei de timp cu funcţia de transfer $Y(s)$ cunoscută din automatică [7], şi anume :

$$T = \lim_{s \to 0} - \frac{\partial}{\partial s} \ln Y(s) \qquad (4)$$

sau la sisteme normate $T = - Y'_s(0)$.

Se ştie că funcţia de transfer, adică transformata Laplace a răspunsului la impulsul unitar $\delta(t)$, caracterizează exhaustiv comportarea intrinsecă a sistemului, indiferent de influenţele exterioare [3]. Astfel, relaţia (4) defineşte un invariant al sistemului în raport cu forţele aplicate din exterior [14]. Într-adevăr, G. Zingales a demonstrat [2] că relaţia (3) se poate generaliza pentru sisteme normate $u(\infty) = 1$, astfel :

$$T = \int_0^\infty e(t)\, dt, \qquad (5)$$

$e(t)$ fiind abaterea, adică diferenţa dintre funcţia de ieşire şi funcţia de intrare, indiferent de variaţia în timp a funcţiei de intrare, adică a forţelor imprimate sistemului din exterior. Acest fapt permite stabilirea fără dificultate a constantei de timp din planimetrarea diferenţei dintre curba mărimii de ieşire şi a celei de intrare, avantaj considerabil, cunoscîndu-se ce greu este a se reproduce practic o treaptă unitară autentică.

Astfel, nu era de mirare că C.E.I. a adoptat definiţia (3) pentru a desemna „timpul de răspuns" al sistemelor de măsură [15]. Totuşi, cu această ocazie a apărut o inadvertenţă a criteriului, observată atît de noi [16], cît şi de alţi cercetători, de exemplu de Gh. Hortopan [8].

Contradicţiile ce apar la sisteme oscilante

Principial, se ştie că răspunsul optim al unui sistem automat sau de măsură la treapta unitară nu este aperiodic, ci amortizat oscilant, adică se admite în faza tranzitorie a răspunsului o trecere peste valoarea finală a mărimii de ieşire, o „suprareglare", după care sistemul ajunge prin puţine oscilaţii adecvat amortizate în cel mai scurt timp posibil, cu toleranţele admise, în apropierea imediată a stării finale [17].

Geometric, răspunsul normat la treapta unitară a unui sistem amortizat oscilant se poate urmări în figura 1. Valoarea constantei de timp definită prin integrala (3) se poate deduce din suma algebrică a ariilor dintre treapta unitară şi curba răspunsului :

$$T\, u(0) = A_1 - A_2 + A_3 - + \ldots \qquad (6)$$

ce se pot urmări în figura 2 *.

Pe măsură ce oscilaţia este mai slab amortizată, ariile devin mai egale şi valoarea constantei de timp scade. Este evident că la oscilaţii întreţinute ariile sînt exact egale şi constanta de timp T se anulează. Or, sistemele oscilante sînt nestabile şi ar trebui să aibă un timp de răspuns infinit. Definiţia (3) care a dovedit atîtea avantaje nu reuşeşte, în acest caz, să răspundă unor cerinţe elementare.

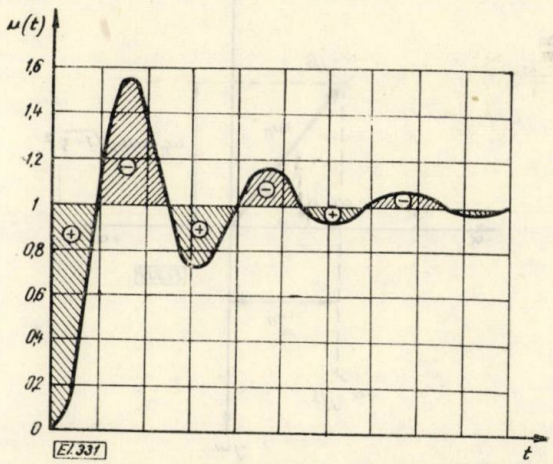


Fig. 2. Definirea constantei de timp ariale în cazul unui sistem amortizat oscilant, egală cu „timpul de răspuns" al sistemelor de măsură după C.E.I., publicaţia 60.

Analitic, sistemele oscilante se disting prin existenţa unor termeni armonici în expresiile soluţiei în timp, corespunzînd unor soluţii complex conjugate ale polinomului caracteristic, polii funcţiei de transfer fiind plasaţi, în cazul cînd există amortizare, pe verticale, în semiplanul stîng, în caz contrar pe axa imaginară. Relaţiile generale se pot studia mai simplu, pe un sistem de ordinul 2 care se poate adapta, în anumite limite, astfel ca să fie „echivalent" cu orice alt sistem de ordin superior. Pentru aceasta este uneori suficient ca polii conjugaţi complecşi ai sistemului de ordinul 2 să coincidă cu polii dominanţi ai sistemului respectiv.

După cum se poate vedea din calculele prezentate în anexa 1, constanta de timp definită prin relaţia (3) are pentru un sistem dinamic de ordinul 2 expresia (1.4) :

$$T = 2\frac{\zeta}{\omega_n}, \qquad (7)$$

unde ζ este factorul de amortizare, iar ω_n, pulsaţia naturală a sistemului. Este evident

* În documentele C.E.I. formula (6) se scrie cu notaţiile $T = T_1 - T_2 + T_3 - + \ldots$, care sugerează că suprafeţele respective sînt constante de timp parţiale, ceea ce nu are o justificare fizică.

că T se anulează o dată cu ζ şi este pertinent zero la orice sistem continuu oscilant fără amortizare. Valoarea critică a factorului de oscilaţie este $\zeta = 1$, pentru $\zeta \geqslant 1$, sistemul fiind în esenţă aperiodic.

Pentru ca timpul de răspuns să fie cît mai scurt, se cere, în general să avem $\zeta < 1$ spre

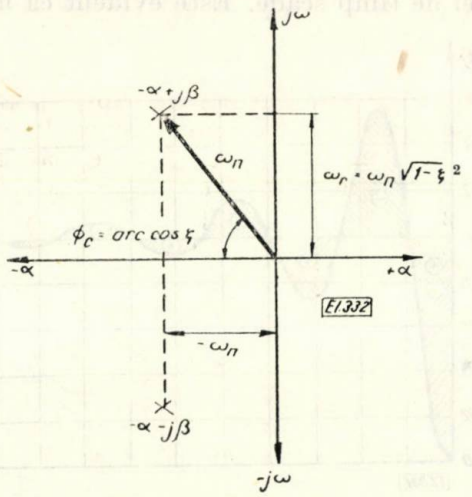


Fig. 3. Situaţia polilor funcţiei de transfer a sistemului. Verificarea geometrică a relaţiei $\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$. Obţinerea pe cale geometrică a constantei de timp după relaţia (9).

a avea suprareglare şi cîteva oscilaţii amortizate. În acest caz, polii complex conjugaţi trebuie să fie plasaţi pe verticale pe axa reală negativă (fig. 3).

Proiecţia razei vectoare a polilor pe axa reală negativă este proporţională cu factorul de amortizare ζ. Deci, cu cît amortizarea este mai slabă şi sistemul oscilează mai neamortizat, polii conjugat complecşi se apropie mai mult de axa imaginară, pentru ca atunci cînd ajung pe ea, amortizarea să se anuleze şi sistemul să oscileze în mod continuu, deci să devină instabil.

Soluţia propusă

Criteriul cel mai important de apreciere a calităţii răspunsului unui sistem amortizat oscilant nu poate fi în nici un caz viteza cu care se atinge pentru întîia dată o anumită fracţiune a elongaţiei finale, ci numai timpul după care oscilaţiile în jurul acelei valori finale scad sub anumite limite, deci se încadrează în anumite toleranţe. Oscilogramele sistemelor amortizate sugerează soluţia justă. *Trebuie ca înfăşurătoarea oscilaţiilor să intre ea în limitele tolerate!*

Geometric este relativ uşor să se traseze o astfel de înfăşurătoare, o curbă continuă, tangentă la curba oscilaţiei amortizate ce apare după aplicarea treptei unitare, sau, ceea ce este echivalent, la curba abaterii (erorii), care la sisteme de tip I sau astatice trebuie să se anuleze.

Analitic o înfăşurătoare se deduce, după regulile geometriei analitice, eliminînd un parametru între ecuaţia oscilaţiei şi cea a derivatei sale în funcţie de acel parametru :

$$f(u, t, \lambda) = 0 \text{ şi } f'_\lambda (u, t, \lambda) = 0.$$

Această operaţie nu este suficient de simplă, dar nu este nici cea mai indicată. Nu interesează să încadrăm între anumite limite punctele în care înfăşurătoarea atinge curba oscilaţiei sau a abaterii, ci să încadrăm *minimele curbei răspunsului la treapta unitară sau maximele curbei abaterii* (*erorii*). Deci trebuie căutat locul geometric al acestor minime, respectiv maxime. În acest scop se elimină un parametru comun între ecuaţia răspunsului oscilatoriu şi derivata ei în funcţie de timp (variabila independentă) anulată :

$$f(u, t, \lambda) = 0 \text{ şi } f'_t (u' t, \lambda) = 0. \qquad (8)$$

O atenţie deosebită trebuie acordată diferenţei de procedură în calculul unui loc geometric al minimelor, respectiv al maximelor. În acest scop se utilizează cunoscuta teoremă a lui Rolle. Dacă derivata trece de la valori negative la pozitive în jurul unui punct extrem, avem un minim, invers un maxim.

Operaţiile de calcul devin foarte simple, după cum se va putea constata din exemple. Rezultatul e spectaculos (fig. 4).

Pentru sisteme dinamice integrale de ordinul 2 se demonstrează în anexa 2 că aplicînd

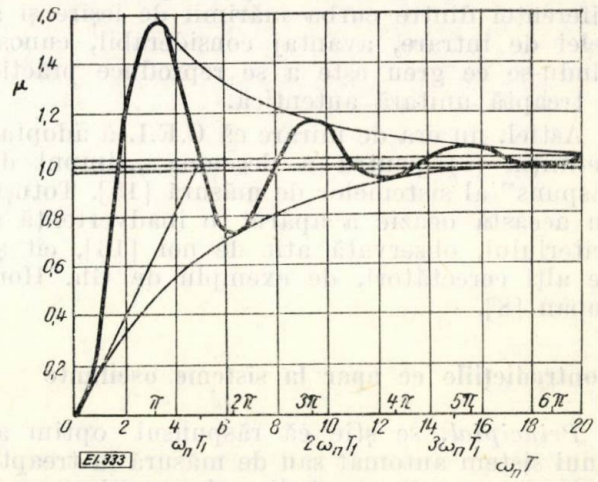


Fig. 4. Definirea propusă a timpului de răspuns T_1 drept constantă de timp arială a locului minimelor răspunsului la treapta unitară. Cazul sistemului de ordinul 2.

regula (8) se obţine extrem de uşor locul maximelor abaterii şi al minimelor răspunsului la treaptă, constanta de timp arială rezultată din integrarea (3) a ambelor curbe fiind identică şi egală cu :

$$T_1 = \frac{1}{\zeta \omega_n}. \qquad (9)$$

Se vede imediat din proporționalitatea inversă că această definire îndeplinește condiția logic necesară $T_1 = \infty$ la $\zeta = 0$.

Cele două definiții (7) și (9) dau valori egale cînd $\zeta = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$. În schimb, $T = 2T_1$, pentru $\zeta = 1$.

Pentru a se asigura o continuitate, se oferă deci stabilirea următoarelor domenii conexe

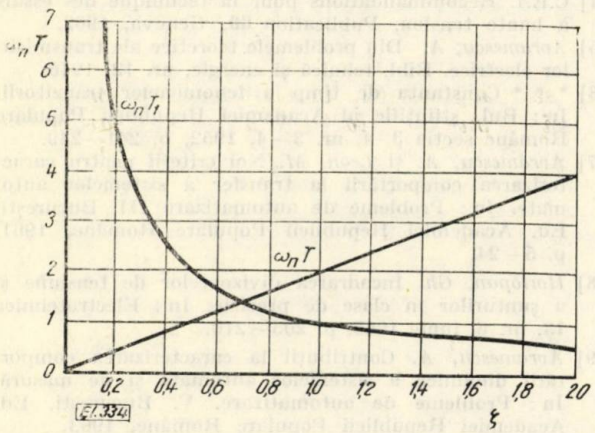


Fig. 5. Valorile constantelor de timp ariale ale abaterii și ale locului maximelor ei în funcție de factorul de amortizare, pentru sisteme de ordinul 2.

de aplicare a constantelor de timp T și T_1 la sisteme dinamice de ordinul 2 :

$$T_1 \quad 0 < \zeta < 1/\sqrt{2},$$
$$T \quad 1/\sqrt{2} < \zeta < \infty,$$

așa după cum se poate vedea în figura 5.

Că la amortizări supracritice $\zeta > 1$ trebuie să se treacă neapărat de la formula (9) la (7) rezultă din condiția logic justificată ca la creșterea amortizării unui sistem aperiodic, constanta de timp arială, respectiv timpul de răspuns crește și el în mod necesar.

Metoda de calcul analitic, cît și stabilitatea domeniilor de aplicare a valabilității celor două definiții ale constantelor de timp, se poate extinde fără dificultate la sisteme de ordin superior.

În planul complex constanta de timp a locului geometric al valorilor extreme se obține coborînd pe verticală cei doi poli conjugat complecși pînă cînd se confundă pe axa reală. Dacă există mai multe perechi de poli conjugați se procedează la fel cu toți, obținîndu-se mai multe exponențiale și mai multe constante de timp. Proiecția polilor pe axa reală negativă ne dă automat constantele de timp ale locului geometric al valorilor extreme și prin aceasta un criteriu sigur de apreciere a încadrării sistemului oscilatoriu în toleranțe prestabilite.

Considerațiile expuse aici se pot extinde și la studii mai aprofundate ale comportării la transfer a sistemelor amortizat oscilante.

Concluzii

1. Introducerea constantei de timp ariale, proporțională cu suprafața dintre curba forțelor exterioare și răspunsul sistemului, revelată de către autor în lucrări anterioare, ca parametru fundamental pentru aprecierea calității sistemului, este justificată în raport cu alte definiții arbitrare și fără substrat fizic.

2. Egalarea acestei constante de timp de către CT 42 al C.E.I. cu „timpul de răspuns" al sistemelor de măsură de tipul astatic, în general amortizat oscilante, duce la contradicții în cazul cînd sistemul este slab sau nu este de loc amortizat, deoarece cu scăderea amortizării scade proporțional și constanta de timp, ea anulîndu-se o dată cu factorul de amortizare, contrar cerințelor logice, ca un sistem oscilant, nestabil, să aibă un timp de răspuns infinit.

3. Pentru evitarea acestei contradicții se propune să se considere timpul de răspuns al sistemelor oscilante egal cu constanta de timp arială a locului minimelor răspunsului la treapta unitară, respectiv a maximelor abaterii la aplicarea acestei trepte. Această constantă de timp devine infinită dacă sistemul oscilează continuu, așa cum este logic să fie, și scade pe măsură ce amortizarea crește.

4. Pentru sisteme aperiodice această definiție nu are sens și se revine la formula obișnuită a constantei de timp ariale. Ca limite între cele două domenii se propune a se lua valoarea amortizării, la care cele două definiții dau valori egale ale constantei de timp.

5. Considerațiile de mai sus, demonstrate pe exemplul sistemului dinamic de ordinul 2, se pot extinde la sisteme de ordin superior.

ANEXA I

Constanta de timp a sistemelor de ordinul 2 oscilante amortizat

Ecuația diferențială care descrie dinamica unui sistem oscilant de ordinul 2, excitat prin treapta unitară [1]:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\,\zeta\,\omega_n \frac{dx}{dt} + \omega_n^2 x = 1 \qquad (1.1)$$

are, cu condiții cvienscente $x = x' = 0$ la $t \leqslant 0$ soluția :

$$u(t) = 1 - e^{-\xi\omega_n t}\left(\cos \omega_r t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)\sin \omega_r t \qquad (1.2)$$

unde :

$0 < \zeta < 1$ este factorul de amortizare ;

ω_n — oscilația naturală a sistemului ;

$\omega_r = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ — oscilația reală de rezonanță (fig. 3).

Abaterea sistemului de la excitația treaptă unitară (denumită și eroare) :

$$e(t) = 1 - u(t) = e^{-\xi\omega_n t}\left(\cos \omega_r t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \omega_r t\right) \qquad (1.3)$$

închide cu axele de coordonate o arie proporțională cu o constantă de timp, care conform definiției (3) rezultă a fi (fig. 2):

$$T = \frac{1}{u(0)} \int_0^\infty [1 - u(t)]\, dt = 2\frac{\zeta}{\omega_n}. \qquad (1.4)$$

Pentru această mărime s-a ales denumirea „timp de răspuns" de către C.E.I. în publicația 60.

ANEXA 2

Locul geometric al ordonatelor extreme

Locul geometric al maximelor abaterii (1.3) din anexa 1 se obține eliminînd un parametru comun între ecuația (1.3) și expresia anulării derivatei ei în funcție de timp:

$$e'(t) = -\frac{\omega_r}{1-\zeta^2} e^{-\zeta\omega_n t} \sin \omega_r t = 0, \qquad (2.1)$$

deci

$$\omega_r t = k\pi, \qquad k = 0, 1, 2, \ldots$$

ceea ce presupune neapărat $\sin \omega_r t = 0$ și simultan $\cos \omega_r t = +1$, ceea ce este necesar pentru a se obține maxime.

Introducînd aceste valori în expresia (3) rezultă ecuația locului geometric (fig. 4):

$$g(t) = e^{-\zeta\omega_n t} \qquad (2.2)$$

o exponențială cu o constantă de timp:

$$T_1 = \frac{1}{\zeta\omega_n}, \qquad (2.3)$$

care este mult mai indicată a fi considerată „timpul de răspuns" al sistemului, deoarece îndeplinește condiția $T_1 \to \infty$ cînd $\zeta \to 0$.

Locul geometric al minimelor răspunsului la treapta unitară rezultă în mod similar

$$1 - g(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t},$$

pe cînd cel al maximelor respective din condițiile din $\omega_r t = 0$, $\cos \omega_r t = -1$ rezultă:

$$1 + g(t) = 1 + e^{-\zeta\omega_n t}$$

avînd aceeași constantă de timp arială;

$$T_1 = \int_0^\infty [1 - u(t)]\, dt = \frac{1}{\zeta\omega_n} \qquad (2.4)$$

Considerațiile se pot extinde în mod corespunzător la sisteme de ordin superior, iar pe baza relațiilor geometrice și asupra sistemelor neliniare.

Bibliografie

[1] *Savant, C. J.*, In. Basic Feedback Control System Design. New York, Mc Graw Hill Co., 1958.

[2] *Zingales, G.* Considerazioni sul tempo di riposta dei sistemi elettrici. In: Elettrotecnica **45**, nr. 9, 1958, p. 525—528.

[3] *Solodownikov, W. W.* Osnovii automaticeskovo regulirovanie, vol. I. Moscova, Leningrad, 1955 (trad. din limba germană) Berlin, Verlag Technik, 1959.

[4] C.E.I. Recommandations pour la technique des essais à haute tension. Publication **60**, Geneva, 1962.

[5] *Avramescu, A.* Din problemele teoretice ale transmisiilor electrice. Bibl. tehnică și energie, nr. 12, 1946.

[6] * * * Constanta de timp a fenomenelor tranzitorii. In: Bul. științific al Academiei Republicii Populare Române secția 3, 4, nr. 3—4, 1952, p. 241—249.

[7] *Avramescu, A.* și *Leon, M.* Noi criterii pentru caracterizarea comportării la transfer a sistemelor automate. In: Probleme de automatizare III, București, Ed. Academiei Republicii Populare Române, 1961, p. 5—24.

[8] *Hortopan, Gh.* Încadrarea divizoarelor de tensiune și a șunturilor în clase de precizie. In: Electrotehnica **13**, nr. 6, iunie 1965, p. 205—210.

[9] *Avramescu, A.* Contribuții la caracterizarea comportării dinamice a sistemelor automate și de măsură. În: Probleme de automatizare, V. București, Ed. Academiei Republicii Populare Române, 1963.

[10] *Avramescu, A.* Probleme de difuziune tratate ca procese de transmisie. In: Comunicări ale Academiei Republicii Populare Române **8**, nr. 12, 1958, p. 1331—1341.

[11] * * * Constanta de timp a efectului pelicular în conductoare cilindrice și tubulare. In: Comunicările Academiei Republicii Populare Române **8**, nr. 3, 1958, p. 285—293.

[12] * * * Über die Zeitkonstante des Skineffektes. In: Elektrotechn. Z. (ETZ-A) **80**, nr. 3, 1959, p. 78—82.

[13] * * * Asupra amortizării undelor de impulsie la încercarea transformatoarelor. In: Studii și cercetări energetice A **12**, nr. 1, 1962, p. 145—162.

[14] * * * Contribuții la aprecierea sintetică a fenomenelor tranzitorii. În: Electrotehnica **13**, nr. 4, 1965, p. 121—128.

[15] * * * C.E.I. Recommandations pour la technique des essais à haute tension. Publication. **60**. Geneva, 1962.

[16] *Avramescu, A.* și *Leon, M.* Constanta de timp arială a schemelor funcționale ale sistemelor automate complexe. Sesiunea de comunicări științifice în domeniul automaticii. București, 17 oct 1963.

[17] *Newton, G. C.* Jr., *Gould, L. A.* și *Kaiser, J. F.* Analytical design of linear feedback control. New York, J. Wiley, 1957.

Intrat în redacție la 10. IX.1966

Materiale de presare melaminoformaldehidice modificate pentru scopuri electrotehnice

Grigore Nicola * — Bucureşti

CZ 621.315.616.96.048.81

Într-o lucrare precedentă [1], [2] s-a arătat că prafurile de presare melaminoformaldehidice posedă bune proprietăţi electrice în condiţii normale şi în medii cu umiditate ridicată, precum şi o înaltă rezistenţă la arcul electric. De asemenea, piesele executate cu prafurile de presare melaminice pot fi colorate în nuanţe variate şi sînt rezistente la lumina ultravioletă.

Materialele de presare pe bază de răşini fenoloformaldehidice oferă o rezistenţă termică superioară şi o contracţie puţin mai mică decît acelea pe bază de răşini melaminoformaldehidice [3]. Materialele de presare fenolice nu au rezistenţă la curenţii de scurgere, la lumina ultravioletă şi nu se pot colora în nuanţe deschise datorită faptului că răşina fenolică îşi schimbă structura în prezenţa luminii ultraviolete [3], [4].

Materialele de presare în a căror compoziţie intră răşinile epoxidice pe bază de bifenol A au proprietăţi electrice bune, se pot colora în nuanţe variate însă posedă slabă rezistenţă la lumina ultravioletă [5] şi la curenţii de scurgere.

În S.U.A., Anglia, Elveţia s-au dezvoltat noi tipuri de materiale de presare melaminoformaldehidice modificate cu răşini fenolo, crezolo sau xilenoloformaldehidice şi epoxidice [4]. Acestea posedă concomitent o bună rezistenţă la lumina ultravioletă, oferită în special de răşinile melaminice, precum şi bune proprietăţi electrice, în condiţii normale şi în medii cu umiditate ridicată. Răşinile fenolformaldehidice conferă produsului rezistenţă termică superioară şi contracţie mai mică decît în cazul prafurilor melaminice. De asemenea, prafurile de presare melaminoformaldehidice modificate se pot colora în nuanţe aproximativ asemănătoare cu acelea ale prafurilor de presare melaminice [3].

Aceste tipuri de prafuri de presare, datorită contracţiei mai scăzute, rezistenţei la foc superioare şi bunei capacităţi de colorare, au găsit o largă aplicare la fabricarea pieselor cu inserţii metalice, ca de exemplu : mînere de fiare de călcat, mînere pentru obiecte electrice de uz casnic [3] etc.

În tabela 1 se prezintă proprietăţile specifice şi preţurile comparative ale prafurilor de presare ureoformaldehidice, melaminoformaldehidice, fenolformaldehidice şi melaminofenoloformaldehidice, avînd ca umplutură alfa celuloză, produse în Anglia [3].

În acest scop se folosesc răşini obţinute prin condensarea simultană a melaminei şi fenolului cu formaldehida în prezenţa catalizatorilor. Acestea se amestecă cu umplutură, lubrifiant, coloranţi şi alte materiale auxiliare.

Ca materiale de umplutură se folosesc tipurile clasice folosite, în special, cu răşinile melaminoformaldehidice. Dintre acestea se citează alfa celuloza şi azbestul. Caracteristicile cerute acestora sînt, în general, cunoscute [2].

Tabela 1

Proprietăţile comparative ale diferitelor tipuri de prafuri de presare cu umplutura alfa celuloză [3]

Denumirea caracteristicii	Tipul de răşină			
	ureoformaldehidică	melaminoformaldehidică	melaminofenol-formaldehidică	fenolformaldehidică
Greutatea specifică, gf/cm³	1,5—1,6	1,5—1,6	1,5—1,6	1,35—1,40
Comportarea la pastilare	bună	satisfăcătoare	bună	bună
Timpul de presare	mai scurt	mai scurt	lung. *	lung. *
Rezistenţa la lumină ultravioletă	foarte bună	foarte bună	satisfăcător	slabă
Stabilitatea dimensională	slabă	bună	bună	bună
Rezistenţa la curenţi de scurgere	foarte bună	foarte bună	bună	slabă

* S-au luat ca bază prafurile de presare fenolformaldehidice.

Proprietăţile prafurilor de presare melaminoformaldehidice modificate, realizate în alte ţări, sînt prezentate în tabela 2.

Lucrări experimentale de laborator

În scopul înlăturării deficienţelor materialelor de presare melaminoformaldehidice, fenolformaldehidice şi epoxidice, prezentate mai înainte, s-a elaborat la I.C.P.E. o răşină melaminoformaldehidică modificată. Acest tip de răşină a avut caracteristicile următoare :

— pH-ul soluţie de răşină, 7,4—7,5 ;
— conţinut în substanţe nevolatile, 45—55 % ;
— vîscozitatea cupa Ford 4, 15—20 s.

* Ing. *Gr. Nicola* este cercetător principal la I.C.P.E.

Tabela 2

Proprietăţile materialelor de presare melaminoformaldehidice modificate, fabricate în alte ţări [6], [7]

Denumirea caracteristicii	Unităţi de măsură	Răşină melaminoformaldehidică modificată		
		fenolică [6] buc. ţesătură de bumbac	Crezolică * [7] făină de lemn	anilinică ** [7] alfa celuloză
Rezistenţa la încovoiere	kgf/cm²	980—1200	700—800	600—700
Rezistenţa la compresiune	kgf/cm²	1750—2100	—	—
Rezistenţa la şoc (rezilienţă)	kgf/cm²	—	4	4—5
Stabilitatea termică Martens	°C	130	100—120	110—120
Absorbţia de apă	%	0,2—1,3	0,1—0,2	0,2—0,3
Contracţia la presare	%	—	0,7—0,9	0,6—0,7
Rigiditatea dielectrică	kV/mm	7,2—14,8	18	14—16
Rezistivitatea de volum	Ω cm	—	10^{12}—10^{13}	2—3.10^{12}
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 60 Hz	—	0,10—0,16	—	—
Constanta dielectrică la 60 Hz	—	10,5—15,5	—	—
Rezistenţa la arc electric	s	100—200	—	—

* Cunoscut sub denumirea comercială de „Melopas MK"
** Cunoscut sub denumirea comercială de „Melopas ME"

Răşina de impregnare a avut o durată de viaţă de circa 6 luni.

Ea s-a folosit la impregnarea unor umpluturi, rezultînd în final următoarele tipuri de materiale de presare.

Material de presare melaminoformaldehidic modificat cu umplutură alfa celuloză tip MFMC. S-a folosit ca material de umplutură un praf de alfa celuloză STAS 6248—60 rezultat ca deşeu de la fabricarea nitrocelulozei. Amestecul răşină — umplutură a constat din 60 părţi răşină 100%, 40 de părţi alfa celuloză.

După omogenizarea completă a materialului s-a adăugat stearină în proporţie de 1% faţă de răşină. Malaxarea a durat circa 1 oră, după care s-a lăsat 24 ore la temperatura camerii. Uscarea s-a efectuat la temperatura de 90—95°C şi la un vid de 400 mm col.Hg. După uscare, materialul s-a măcinat la o moară.

Material de presare melaminoformaldehidic modificat, cu umplutură bucăţi de ţesătură de bumbac, tip MFMB. Ca umplutură pentru acest tip de material de presare s-au folosit deşeuri de ţesătură de bumbac.

Acestea s-au tăiat la mărimea maximă de 15×20 mm. Întrucît ţesătura conţine apret, deşeurile tăiate s-au fiert în apă pînă ce apa de spălare a fost complet clară, după care s-a efectuat uscarea la temperatura de 110—115°C. Bucăţile s-au impregnat cu răşină melaminoformaldehidică modificată după procedeul descris la tipul MFMC. Uscarea s-a efectuat, de asemenea, ca la tipul MFMC.

Praf de presare melaminoformaldehidic modificat cu umplutură azbest, tip MFMA. Ca material de umplutură s-a folosit azbest crizolitic fulgi. Acesta s-a impregnat cu o răşină melaminoformaldehidică modificată cu caracteristicile indicate. Azbestul a avut următoarele proprietăţi :

— umiditate la temperatura de 105°C de 1,5% ;
— conţinut în cenuşă la temperatura de 450±5°C de 80% ;
— conţinut în Fe_2O_3 + FeO (determinat ca Fe_2O_3) de 5,6% ;
— magnetită, lipsă.

Modul de obţinere a prafului de presare este identic cu al tipului MFMC. Din aceste prafuri s-au presat epruvete (discuri şi bare) în următoarele condiţii :

— presiunea specifică, 450 kgf/cm² (pentru tip MFMB) ;
— presiunea specifică, 350 kgf/cm² (pentru tip MFMA) ;
— temperatura de presare, 150±5 °C (pentru tip MFMC) ;
— timpul de presare pentru grosimi sub 5 mm 60—100 s/mm, iar pentru grosimi peste 5 mm 40—60 s/mm.

Încercările mecanice ca rezistenţa la şoc (rezilienţa) şi rezistenţa la încovoiere s-au efectuat pe bare cu dimensiunile de 120×15×10 mm, iar pe epruvete cu dimensiunile de 15×15×10 mm s-au determinat absorbţia de apă şi comportarea în benzen.

Rezultatele încercărilor fizico-mecanice şi termice ale prafurilor de presare melaminoformaldehidice modificate cu diferite umpluturi sînt prezentate în tabela 3. Analizînd rezultatele comparativ cu acelea obţinute în străinătate, prezentate în tabela 2, se constată că tipurile obţinute de noi au proprietăţi egale sau superioare produselor similare realizate în străinătate (rezistenţa la compresiune, stabilitatea termică Martens etc.).

Proprietăţile materialelor de presare melaminoformaldehidice modificate în comparaţie cu ale acelora nemodificate, prezentate în lucrarea [2], sînt egale sau superioare ; o creştere considerabilă a proprietăţilor se obţine cu tipul MFMA în comparaţie cu tipul MFA (tabela 6).

Proprietăţile electrice s-au determinat pe discuri cu diametrul de 100 mm. S-au mai executat determinări în diferite condiţii : în atmosferă umedă (după menţinere timp de o lună la umiditatea relativă de 95±3%), la

Tabela 3

Proprietăţile fizico-mecanice şi termice ale materialelor de presare melaminoformaldehidice modificate cu umplutură alfa celuloză, bucăţi ţesătură de bumbac şi azbest

Denumirea caracteristicii	Unităţi de măsură	Metode de încercare	MFMC alfa celuloză	MFMB bucăţi de ţesătură de bumbac	MFMA azbest
Rezistenţa la încovoiere	kgf/cm²	STAS 5874—60	750	650	810,5
Rezistenţa la compresiune	kgf/cm²	STAS 5873—58	>2100	>2160	>2200
Rezistenţa la şoc (rezilienţă)	kgfcm/cm²	STAS 5801—58	6,80	5,60	6,69
Stabilitatea termică Martens	°C	STAS 6174—60	185	165	190
Contracţie la presare	%	STAS 5795—58	0,4—0,5	0,5—0,6	0,2—0,3
Rezistenţa la incandescenţă (foc)		DIN 57302	3	3	4
Absorbţia de apă	%	*			
— după menţinere 24 ore			0,08	0,10	0,14
— după menţinere 30 zile			0,15	0,25	0,17
Absorbţie de benzen	%	*			
— după menţinere 24 ore			0,04	0,05	0,10
— după menţinere 30 zile			0,09	0,10	0,13

* Determinări conform STAS 5690-60 pe epruvete cu dimensiunile de 15×15×10 mm.

temperatura de 120°C (tipurile cu umplutură organică) şi la 130°C (pentru tipul cu umplutură anorganică). S-au luat în considerare aceste temperaturi, deoarece se presupune că piesele făcute cu aceste tipuri de materiale de presare se vor folosi pentru clasa E de izolaţie (tipurile MFMC şi MFMB), iar pentru clasa B de izolaţie (tipul MFMA).

În tabela 4 se prezintă modul de comportare a materialelor de presare la temperatura de 120°C şi după menţinere 24 ore în apă distilată. Valorile rigidităţii dielectrice, rezistivităţii de suprafaţă, de volum şi tangentei unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz după menţinere 24 ore în apă rămîn, practic, constante.

La temperatura de 120°C cele mai bune rezultate se obţin cu tipul MFMA şi cele mai slabe cu tipul MFMB (tangenta unghiului de pierderi dielectrice şi constanta dielectrică la 50 Hz).

Tabela 4

Proprietăţile electrice ale materialelor de presare melaminoformaldehidice modificate în condiţii normale, la temperatura de 120°C şi după menţinere 24 ore în apă

Denumirea caracteristicii	Unităţi de măsură	Metode de încercare	MFMC alfa celuloză	MFMB bucăţi de ţesătură de bumbac	MFMA azbest
Rigiditatea dielectrică					
— condiţii normale	kV/mm	STAS 6257—59	16,5	17,1	7,74
— la temperatura de 120°C			9,43*	8,50*	5,15
— după menţinerea 24 ore în apă			16,9	16,8	7,54
Rezistivitatea de suprafaţă					
— condiţii normale	Ω	STAS 6107—59	$> 3{,}03.10^{13}$	$6{,}06.10^{12}$	$1{,}55.10^{13}$
— la temperatura de 120°C			$2{,}15.10^{11}$	$1{,}43.10^{11}$	$3{,}9.10^{11}$
— după menţinerea 24 ore în apă			$8{,}43.10^{12}$	$3{,}71.10^{12}$	$2{,}86.10^{12}$
Rezistivitatea de volum					
— condiţii normale	Ω cm	STAS 6107—59	$> 3{,}03.10^{13}$	$2{,}66.10^{12}$	$3{,}22.10^{12}$
— la temperatura de 120°C			$3{,}5.10^{11}$	$2{,}43.10^{10}$	$1{,}47.10^{11}$
— după menţinerea 24 ore în apă			$5{,}25.10^{12}$	$3{,}41.10^{12}$	$5{,}19.10^{12}$
Tangenta unghiului de pierderi la 50 Hz					
— condiţii normale	—	STAS 2740—60	0,080	0,195	0,235
— la temperatura de 120°C			0,250	0,716	0,275
— după menţinerea 24 ore în apă			0,110	0,198	0,207
Constanta dielectrică la 50 Hz					
— condiţii normale	—	STAS 2740—60	9,5	11,8	15,4
— la temperatura de 120°C			15,8	38,0	25,2
— după menţinerea 24 ore în apă			10,5	—	22,7
Rezistenţa la arc electric	min	STAS 6415—61	>10	>10	>10
Rezistenţa la curenţi de scurgere		DIN 53480	T_4	T_3	T_3

* Determinări în ulei la 90°C

Tabela 5

Proprietăţile electrice ale materialelor de presare melaminoformaldehidice modificate în condiţii normale după menţinerea timp de o lună la temperatura de 120°C şi la umiditate relativă de 95±3%

Denumirea caracteristicii	Unităţi de măsură	Metoda de încercare	MFMC alfa celuloză	MFMB bucăţi de ţesătură de bumbac	MFMA azbest
Rigiditatea dielectrică					
— condiţii normale	kV/mm	STAS 6257—59	16,5	17,1	7,74
— după menţinerea 30 zile la temperatura de 120°C			10,5	8,79	7,36
— după menţinerea 30 zile la umiditate relativă de 95±3%			14,8	11,4	7,34
Rezistivitatea de suprafaţă					
— condiţii normale	Ω	STAS 6107—59	$> 3{,}03.10^{13}$	$6{,}06.10^{12}$	$1{,}55.10^{13}$
— după menţinerea 30 zile la temperatura de 120 °C			$> 3{,}03.10^{13}$	$> 3{,}07.10^{13}$	$> 3{,}07.10^{13}$
— după menţinerea 30 zile la umiditate relativă de 95±3%			$2{,}88.10^{12}$	$2.87.10^{11}$	$1{,}48.10^{12}$
Rezistivitatea de volum					
— condiţii normale	Ω cm	STAS 6107—59	$> 3{,}03.10^{13}$	$2{,}66.10^{12}$	$3{,}22.10^{12}$
— după menţinerea 30 zile la temperatura de 120°C			$> 3{,}03.10^{13}$	$> 3{,}07.10^{13}$	$> 3{,}07.10^{13}$
— după menţinerea 30 zile la umiditate relativă de 95±3%			$8{,}85.10^{11}$	$1{,}82.10^{11}$	$4{,}38.10^{11}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz					
— condiţii normale	—	STAS 2740—60	0,080	0,195	0,235
— după menţinerea 30 zile la temperatura de 120°C			0,010	0,011	0,179
— după menţinerea 30 zile la umiditate relativă de 95±3%			0,150	0,345	0,430
Constanta dielectrică la 50 Hz					
— condiţii normale	—	STAS 2740—60	9,5	11,8	15,4
— după menţinerea 30 zile la temperatura de 120°C			8,1	8,3	10,5
— după menţinerea 30 zile la umiditate relativă de 95±3%			11,8	15,6	26,5

În tabela 5 se dau proprietăţile electrice ale materialelor de presare după menţinere timp de o lună la umiditate relativă de 95±3% şi la temperatura de 120°C.

Din tabelă se constată că tipurile cu umplutură organică îşi modifică rigiditatea dielectrică după menţinerea timp de o lună la temperatura de 120°C. O variaţie neînsemnată a rigidităţii se observă la tipul MFMA. Menţinerea timp de 30 zile la umiditatea relativă de 95±3%, indiferent de natura umpluturii, are o influenţă puţin pronunţată faţă de condiţiile iniţiale. Valorile proprietăţilor electrice după menţinere

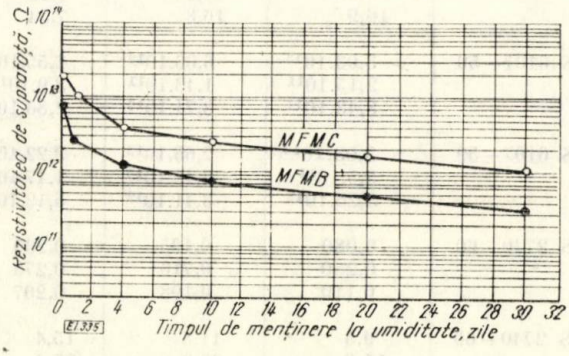


Fig. 1

la temperatura de 120°C comparativ cu acelea ale tipurilor nemodificate prezentate în lucrarea [2] sînt net superioare. Acelaşi lucru se poate spune şi despre proprietăţile electrice după menţinere la umiditatea relativă de 95±3%, care sînt, de asemenea, egale sau superioare tipurilor corespunzătoare.

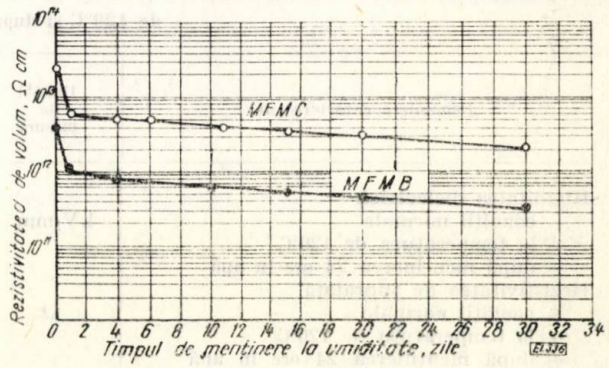


Fig. 2

În figurile 1 şi 2 se prezintă variaţia rezistivităţii de suprafaţă şi, respectiv, de volum a materialelor de presare melaminoformaldehidice modificate cu umpluturi organice în funcţie de timpul de menţinere la umiditatea relativă de 95±3%.

În figura 3 se dă variaţia tangentei unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz în funcţie de timpul de menţinere la umiditatea relativă a materialelor de presare melaminoformaldehidice modificate tip MFMC şi tip MFMB.

Tabela 6

Proprietăţile prafurilor de presare melaminoformaldehidice modificate în comparaţie cu acelea ale prafurilor fenolformaldehidice modificate [8] şi melaminoformaldehidice [2]

Denumirea caracteristicii	Unităţi de măsură	Metoda de încercare	FEA fenolformaldehidice modificat	MFA melaminoformaldehidice	MFMA melaminoformaldehidice modificat	OBS.
Rezistenţa la încovoiere	kgf/cm²	STAS 5874-60	609	556	810,5	
Rezistenţa la şoc (rezilienţa)	kgf/cm/cm²	STAS 5801—58	4,75	3,58	6,69	* determinări pe epruvete cu dimensiuni de 15×15×10 mm
Rezistenţa la compresiune	kgf/cm²	STAS 5873—58	1846	1860	2200	
Stabilitatea termică Martens	°C	STAS 6174—60	215	180	190	
Absorbţia de apă după 30 zile	%	*	0,45***	0,71	0,17	
Absorbţia de benzen după 30 zile	%	*	0,16***	0,10	0,13	
Rezistenţa la incandescenţă (foc)		DIN 57302	4	4	4	** determinări la temperatura de 120°C
Contracţia la presare	%	STAS 5795—58	0,05—0,2	0,25—0,35	0,2—0,3	
Rigiditatea dielectrică						
— condiţii normale	kV/mm	STAS 6257—59	8,48	7,16	7,74	
— la temperatura de 130°C			—	6,5**	5,45	
— după menţinerea 24 ore în apă	*		—	7,1	7,54	*** determinări după menţinerea 24 ore în apă
— după menţinerea 30 zile la 95±3% UR			4,69	6,35	7,36	
Rezistivitatea de suprafaţă	Ω	STAS 6107—59	$3{,}5.10^{12}$	$1{,}5.10^{12}$	$1{,}55.10^{13}$	
— condiţii normale						
— la temperatura de 130°C			—	$4{,}4.10^{11}$**	$3{,}9.10^{11}$	UR = umiditate relativă
— după menţinerea 24 ore în apă			—	$1{,}8.10^{12}$	$2{,}86.10^{12}$	
— după menţinerea 30 zile la 95±3% UR			$8{,}8.10^{8}$	$6{,}95.10^{10}$	$1{,}48.10^{12}$	
Rezistivitatea de volum						
— condiţii normale	Ω cm	STAS 6107—59	$2{,}91.10^{12}$	9.10^{11}	$3{,}22.10^{12}$	
— la temperatura de 130°C			—	$9{,}2.10^{11}$**	$1{,}47.10^{11}$	
— după menţinerea 24 ore în apă			—	$2{,}6.10^{11}$	$5{,}19.10^{12}$	
— după menţinerea 30 zile la 95±3% UR		STAS 6415—61	$6{,}09.10^{10}$	$3{,}39.10^{10}$	$4{,}38.10^{11}$	
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	—	STAS 2740—60	0,233	0,258	0,235	
— condiţii normale			—	0,219**	0,275	
— la temperatura de 130°C			—	0,198	0,207	
— după menţinerea 24 ore în apă			—	0,439	0,450	
— după menţinerea 30 zile la 95±3% UR		STAS 6415—61				
Rezistenţa la arc electric	min		—	>10	>10	
Rezistenţa la curenţi de scurgere	—	DIN 53480	T_1	T_5	T_3	

În tabela 6 se prezintă proprietăţile comparative ale prafurilor de presare melaminoformaldehidice, melaminoformaldehidice modificate şi

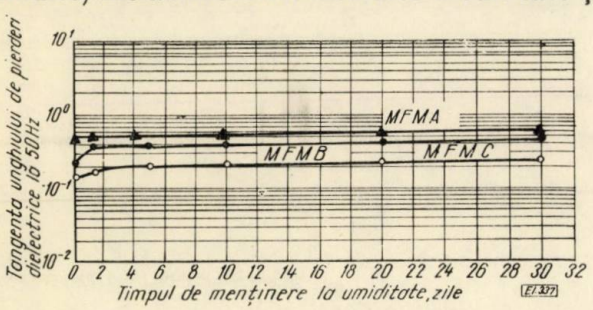


Fig. 3

fenolformaldehidice modificate avînd ca umplutură acelaşi tip de azbest, realizate în fază de laborator la I.C.P.E. şi faza semiindustrială la Combinatul chimic "Victoria" şi Combinatul chimic Făgăraş.

În figura 4 se dă variaţia rezistivităţii prafurilor de presare melaminoformaldehidice modificate în comparaţie cu prafurile de presare melaminoformaldehidice nemodificate şi fenolformaldehidice modificate.

În figura 5 se prezintă comparativ variaţia rezistivităţii de volum a prafurilor de presare melaminoformaldehidice, melaminoformaldehidice modificate şi fenolformaldehidice modificate. Analizînd rezultatele prezentate în tabela 5 şi în figurile 4 şi 5, se constată următoarele :

— proprietăţile mecanice ale prafurilor de presare melaminoformaldehidice sînt superioare prafurilor de presare fenolformaldehidice modificate şi melaminoformaldehidice;

— absorbția de apă și benzen a prafurilor de presare melaminoformaldehidice modificate este egală sau mai mică decît a prafurilor de presare melaminoformaldehidice nemodificate;

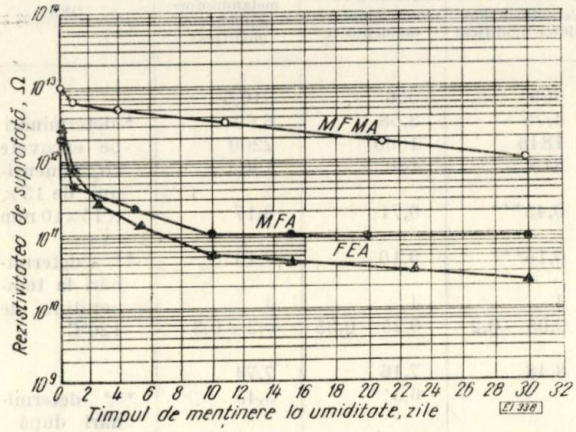


Fig. 4

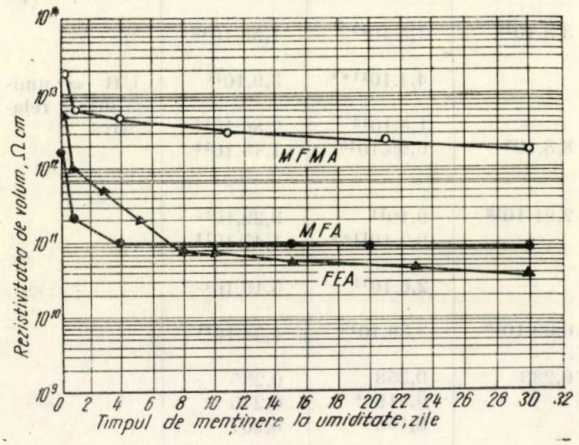


Fig. 5

— proprietățile electrice după menținere timp de o lună la umiditatea relativă de $95 \pm 3\%$ sînt net superioare produselor fenolice modificate, și aproximativ egale cu prafurile melaminice nemodificate.

Concluzii

Din cele arătate reiese că materialele de presare studiate la I.C.P.E. posedă bune proprietăți mecanice și electrice în condiții normale la temperatură și la umiditate ridicată, fiind recomandate la construcția aparatelor și mașinilor electrice la care vor funcționa în medii cu umiditate ridicată, cum și în cazurile în care se cere rezistența termică, la arc electric și la agenți chimici.

Tipurile menționate se pot folosi cu succes pentru piese la care este necesară introducerea de inserții metalice.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* Rășini melaminoformaldehidice pentru prafuri de presare și stratificate electroizolante. În: Materiale plastice **2**, nr. 5, 1965, p. 280.

[2] *Nicola, Gr., Șonfeleanu, M.* și *Pascal, E.* Noi tipuri de materiale de presare cu înalte proprietăți pentru scopuri electrotehnice. În: Electrotehnica **13**, nr. 12, 1965, p. 431.

[3] *Greatrex, I* și *Hayes, I.* Some new thermosetting coloured moulding materials. În: British Plastics vol. **35**, nr. 7, iulie 1962, p. 340.

[4] *Smith, A.* Then years progress în amino risins. In: British Plastics vol. **35**, nr. 8, aug 1962, p. 402.

[5] *Kovalskaia, V.* Vlianie ultra fioletovîh lucei i vlajnosti na epoxidomuiu izolația. În: Vestnik Elektropromîșlenosti **34**, nr. 5, mai 1963, p. 3.

[6] Plastics properties chart (Tabela II Thermosets). In: Modern Plastics Encyclopedia ISSUE, 1963.

[7] Prospect CIBA Aktiengesellschaft kunststoffabteilung. Basel, Elveția.

[8] *Nicola, Gr.* și *Șonfeleanu, M.* Noi tipuri de prafuri de presare cu înaltă stabilitate termică și bune proprietăți mecanice pentru scopuri electrotehnice. În: Electrotehnica **12**, nr. 11, 1964, p. 413.

Intrat în redacție la 2. IV. 1966.

Modelarea polinoamelor cu coeficienţi constanţi cu traductoare magnetorezistive

David Fränkel, Emilia Wagner şi Uwe Grün * — Timişoara

CZ 518.5.001.57 : 621.317.4 : 538.639

Polinomul de gradul n cu coeficienţi constanţi :

$$\sum_{k=0}^{n} a_k x^k = y \qquad (1)$$

se modelează în maşini analogice cu multiplicatoare şi sumatoare. Reglînd pe model variabila x pînă cînd funcţia y se anulează, se determină soluţiile reale ale ecuaţiei de gradul n : $y = 0$.

În acest articol se studiază posibilităţile de realizare a modelelor analogice pentru rezolvarea unor ecuaţii algebrice cu coeficienţi constanţi folosind traductoare magnetorezistive.

Traductorul magnetorezistiv

Se ştie din literatură [4] — [7] că rezistenţa traductorului magnetorezistiv format dintr-o plăcuţă semiconductoare aflată în

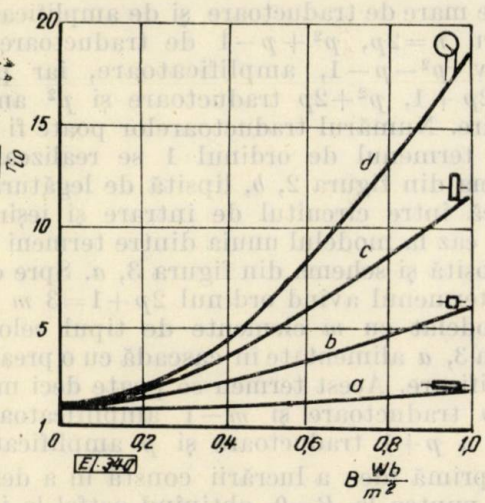


Fig. 1. Curbele de variaţie ale rezistenţei traductoarelor magnetorezistive din InSb în funcţie de forma geometrică.

cîmpul magnetic creşte cu inducţia magnetică datorită, pe de o parte, creşterii rezistivităţii materialului, iar pe de altă parte, micşorării secţiunii şi lungirii tuburilor de cîmp ale densităţii curentului electric. Curba de variaţie cu inducţia a rezistenţei este funcţie de forma plăcuţei şi de modul de aşezare a electrozilor (fig. 1).

Cu plăcuţe paralelipipedice cu contacte apropiate (curba C din fig. 1), curba poate fi aproximată pînă la o anumită valoare a inducţiei magnetice B' cu o parabolă, iar dincolo de această valoare, cu o dreaptă :

$$r_B = r_{01}(1 + k_1 B^2), \quad B < B' ; \qquad (2)$$

$$r_B = r_{02}(1 + k_2 B) ; \quad B > B'. \qquad (3)$$

Pentru a ajunge pe porţiunea liniară a curbei se realizează o premagnetizare cu magnet per-

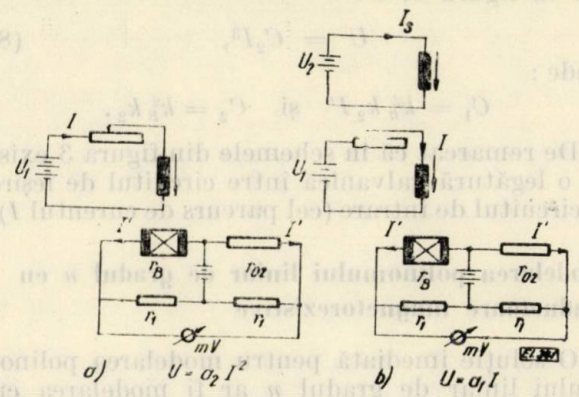


Fig. 2. Schema în punte cu traductoare magnetorezistive pentru obţinerea termenilor I şi I^2 din ecuaţiile algebrice.

manent sau cu o înfăşurare suplimentară parcursă de curentul continuu I_s (fig. 2, *b*, fig. 3, *b*).

Din literatură mai sînt cunoscute schemele în punte din figurile 2 şi 3 pentru obţinerea lui I, I^2 şi I^3.

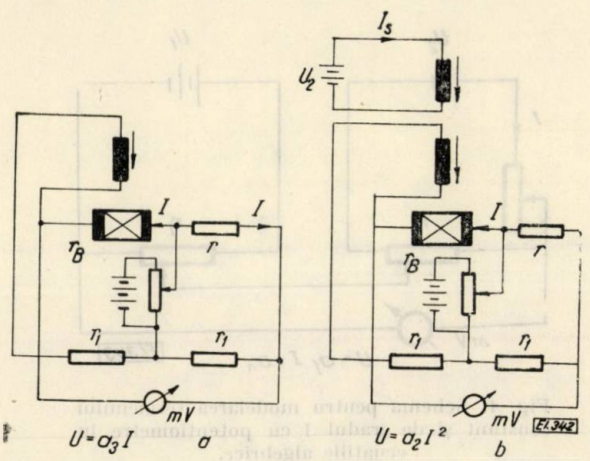


Fig. 3. Schema în punte cu traductoare magnetorezistive pentru obţinerea termenilor I^2 şi I^3 din ecuaţiile algebrice.

Presupunînd circuitul magnetic liniar $B = k_B I$, tensiunea de ieşire, măsurată cu milivoltmetrul, are expresia :

$$U = I'(r_B - r). \qquad (4)$$

* Dr. ing. *D. Fränkel* este conferenţiar la Institutul politehnic din Timişoara, ing. *E. Wagner* este şef de lucrări şi ing. *U. Grün* este asistent la acelaşi institut.

La traductoare liniare se alege $r = r_{02}$ și se obține în schema din figura 2, *b* :

$$U = C_1' I, \tag{5}$$

iar în figura 3, *b* :

$$U = C_2' I^2, \tag{6}$$

unde :

$$C_1' = k_B k_1 I', \text{ iar } C_2' = k_B k_1.$$

La traductoare pătratice se alege $r = r_{01}$ și se obține în schema din figura 2, *a* :

$$U = C_1 I^2, \tag{7}$$

iar în figura 3, *a* :

$$U = C_2 I^3, \tag{8}$$

unde :

$$C_1 = k_B^2 k_2 I' \quad \text{și} \quad C_2 = k_B^2 k_2.$$

De remarcat că în schemele din figura 3 există o legătură galvanică între circuitul de ieșire și circuitul de intrare (cel parcurs de curentul *I*).

Modelarea polinomului liniar de gradul *n* cu traductoare magnetorezistive

O soluție imediată pentru modelarea polinomului liniar de gradul *n* ar fi modelarea cu traductoare magnetorezistive a fiecărui termen în parte și însumarea tensiunilor lor de ieșire. De observat că pentru a putea efectua această însumare, cel mult circuitul de ieșire a unui singur termen poate avea legătură galvanică cu circuitul de intrare.

Modelarea termenului constant și de gradul 1 se face cu cîte un potențiometru și o sursă de curent continuu ca în figura 4. La această

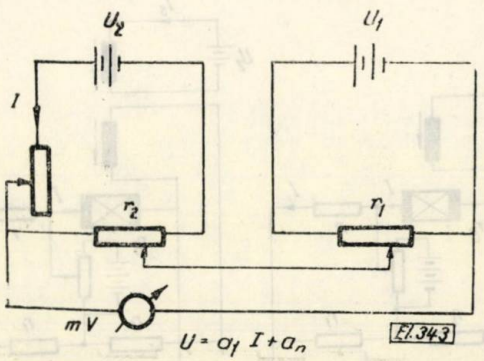


Fig. 4. Schema pentru modelarea termenului constant și de gradul 1 cu potențiometre în ecuațiile algebrice.

schemă intervine legătura galvanică dintre circuitele de intrare și ieșire astfel că la modelarea termenilor de ordin superior nu poate fi folosită decît schema din figura 2. Termenul de gradul 2 se modelează cu schema din figura 2, *a*.

Termenul de gradul 4, respectiv 3, se realizează înlocuind sursa din figura 2, *a*, respectiv figura 2, *b*, al unui al doilea traductor magnetorezistiv cu tensiunea de ieșire amplificată a modelului termenului de gradul 2 (fig. 5).

În general, termenul de gradul $n+1$, respectiv $n+2$, se obține pe aceeași cale pornind de la modelul termenului de ordinul *n*. În acest fel, pentru modelarea termenului de ordinul

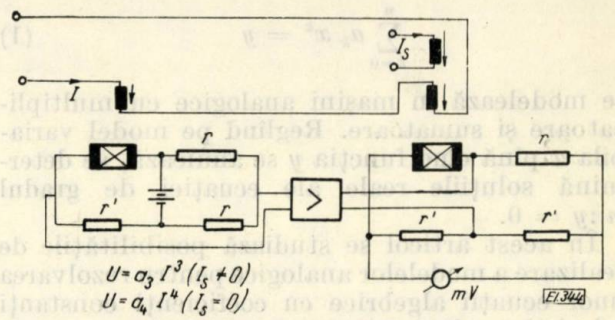


Fig. 5. Schema pentru modelarea termenilor de gradul 3 și 4 cu traductoare magnetorezistive.

$n=2p$, respectiv $2p+1$, sînt necesare p, respectiv $p+1$, traductoare și $p-1$, respectiv p amplificatoare. Un astfel de model ar necesita un număr foarte mare de traductoare și de amplificatoare, pentru $n=2p$, p^2+p-1 de traductoare, respectiv p^2-p-1, amplificatoare, iar pentru $n=2p+1$, p^2+2p traductoare și p^2 amplificatoare. Numărul traductoarelor poate fi redus dacă termenul de ordinul 1 se realizează cu schema din figura 2, *b*, lipsită de legătură galvanică între circuitul de intrare și ieșire. În acest caz la modelul unuia dintre termeni poate fi folosită și schema din figura 3, *a*. Spre exemplu, termenul avînd ordinul $2p+1=3$ *m* poate fi modelat cu *m* elemente de tipul celor din figura 3, *a* alimentate în cascadă cu o prealabilă amplificare. Acest termen se poate deci modela cu *m* traductoare și $m-1$ amplificatoare în locul a $p+1$ traductoare și p amplificatoare.

O primă idee a lucrării constă în a dezechilibra puntea la $B=0$, obținînd astfel la ieșirea ei un binom. În schemele din figura 2 și figura 3, rezistența *r* se alege diferită de r_0. Tensiunea de ieșire (4) devine la traductoare liniare :

$$U = C_1' I + I'(r_{02} - r) = a_1 I + a_0$$
la schema din figura 2, *b* ; (9)

$$U = C_2' I^2 + (r_{02} - r) I = a_2 I^2 + a_1 I$$
la schema din figura 3, *b*, (10)

iar la traductoare pătratice :

$$U = C_1 I^2 + I'(r_{01} - r) = a_2 I^2 + a_0$$
la schema din figura 2, *a* ; (11)

$$U = C_2 I^3 + I(r_{01} - r) = a_3 I^3 + a_1 I$$
la schema din figura 3, *a*. (12)

Cu un singur traductor magnetorezistiv liniar se poate realiza modelul ecuației de gradul 1, folosind două surse de tensiune (fig. 2, *b*), cum și ecuația completă de gradul 2, folosind

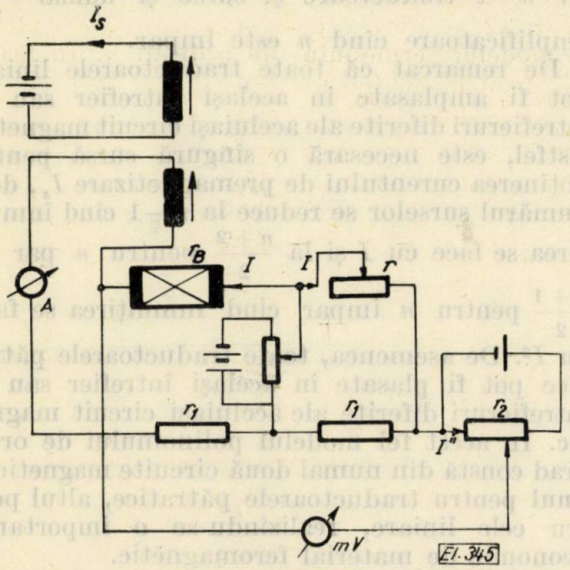


Fig. 6. Schema pentru modelarea ecuației complete de gradul 2 cu termen liber cu traductor magnetorezistiv liniar.

o a treia sursă pentru modelarea termenului constant (fig. 6).

Cu un singur traductor magnetorezistiv pătratic, cu două surse de tensiune și un potențiometru necesar modelării termenului de gra-

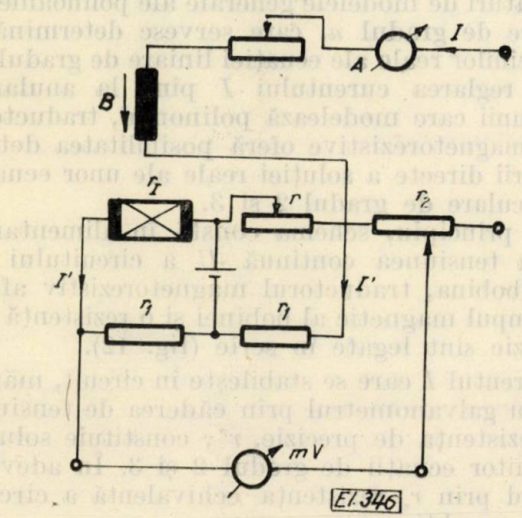


Fig. 7. Modelarea ecuației de gradul 2 cu un traductor magnetorezistiv cu caracteristica pătratică.

dul 1 se poate modela ecuația de gradul 2 (fig. 7), cum și ecuația de gradul 3 în formă redusă, folosind a doua sursă pentru modelarea termenului constant (fig. 8).

Modelul ecuației complete de gradul 3 se obține (fig. 9) însumînd tensiunile de ieșire ale modelului din figurile 2, *a* și 3, *a*.

De menționat că, exceptînd modelul ecuației de gradul 1, la toate modelele prezentate există legătură galvanică între circuitul de intrare și ieșire.

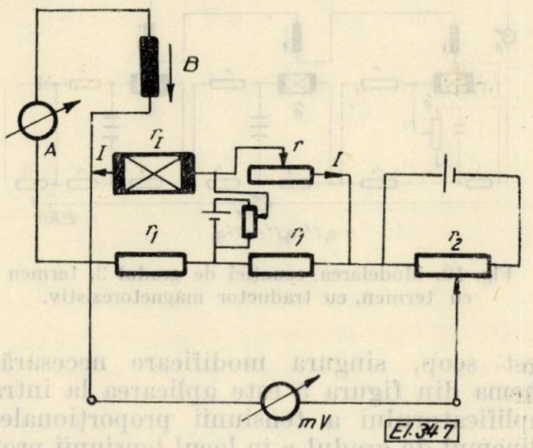


Fig. 8. Modelarea ecuației de gradul 3 în formă redusă cu un traductor magnetorezistiv cu caracteristica pătratică.

Comparînd între ele traductoarele magnetorezistive liniare și pătratice, se remarcă avantajul celor din urmă : ele permit modelarea ecuațiilor de gradul 3 complete cu două traductoare și două surse, iar a ecuației de gradul 2 cu un singur traductor cu două surse. Cu traductoarele liniare, modelul ecuației de gradul 2 are trei surse.

Ideea dezechilibrării punții a dus la reducerea numărului necesar de traductoare și de surse. Modelînd, termen cu termen, polinomul de gradul 3, de exemplu, ar fi fost necesare două

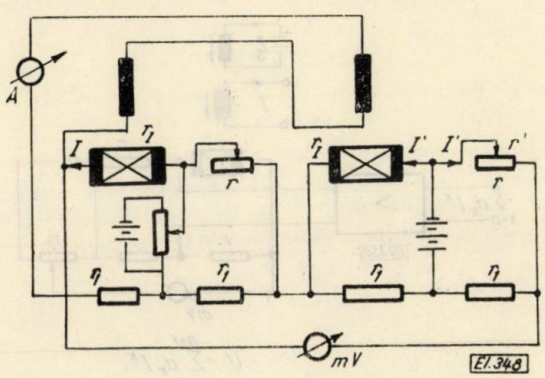


Fig. 9. Modelarea ecuației complete de gradul 3 cu traductoare magnetorezistive.

traductoare pătratice, unul liniar și cinci surse (fig. 10).

O a doua idee a lucrării care duce la o nouă micșorare a numărului de traductoare necesare

constă în obținerea modelului polinoamelor de gradul $n+1$, respectiv $n+2$, prin înmulțirea cu I, respectiv I^2, a tensiunii prin care se modelează polinomul de gradul n, folosind o schemă ca în figura 5 cu $I_s \neq 0$, respectiv $I_s = 0$. În

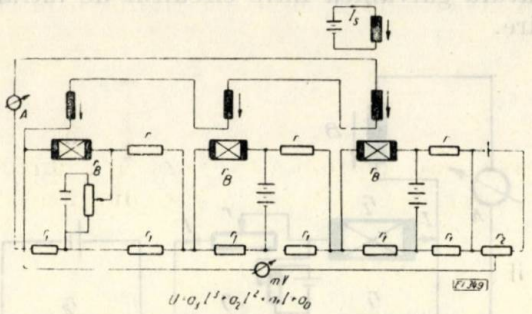


Fig. 10. Modelarea ecuației de gradul 3, termen cu termen, cu traductor magnetorezistiv.

acest scop, singura modificare necesară în schema din figura 5 este aplicarea la intrarea amplificatorului a tensiunii proporționale cu polinomul de gradul n în locul tensiunii proporționale cu I^2 din figura 5. Înmulțind cu I polinomul de gradul n, se ajunge la cel de gradul $n+1$ fără termen constant. Termenul constant se modelează cu un potențiometru și o sursă de curent continuu (fig. 11).

Creșterea cu 1 a gradului polinomului cere utilizarea unui amplificator, a unui traductor liniar și a două surse în plus (una pentru traductorul liniar). Astfel, modelul ecuației de gradul n necesită $n-1$ traductoare, $2(n-1)$ surse și $n-2$ amplificatoare cînd n este număr par, respectiv $n-1$ traductoare, $2n-4$ surse și $n-3$ amplificatoare cînd n este impar.

Înmulțind cu I^2 polinomul de gradul n, se ajunge la cel de gradul $n+2$ fără termenul liniar și cel constant care se modelează cu o

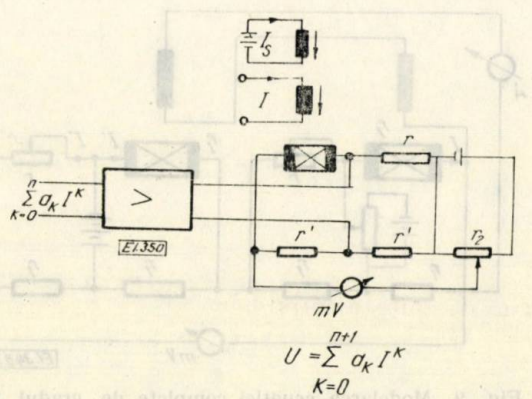


Fig. 11. Modelarea polinomului de gradul $n+1$.

schemă ca în figura 2, *b*. Creșterea cu 2 a gradului polinomului cere deci utilizarea unui amplificator, a unui traductor pătratic, a unui traductor liniar și a două surse în plus (pentru traductorul liniar). Astfel, modelul ecuației de ordinul n necesită $n-1$ traductoare, n surse și numai $\frac{n-2}{2}$ amplificatoare cînd n este par, respectiv $n-1$ traductoare și surse și numai $\frac{n-3}{2}$ amplificatoare cînd n este impar.

De remarcat că toate traductoarele liniare pot fi amplasate în același întrefier sau în întrefieruri diferite ale aceluiași circuit magnetic. Astfel, este necesară o singură sursă pentru obținerea curentului de premagnetizare I_s, deci numărul surselor se reduce la $n-1$ cînd înmulțirea se face cu I și la $\frac{n+2}{2}$ pentru n par și $\frac{n+1}{2}$ pentru n impar cînd înmulțirea se face cu I^2. De asemenea, toate traductoarele pătratice pot fi plasate în același întrefier sau în întrefieruri diferite ale aceluiași circuit magnetic. În acest fel modelul polinomului de orice grad constă din numai două circuite magnetice : unul pentru traductoarele pătratice, altul pentru cele liniare, realizîndu-se o importantă economie de material feromagnetic.

De observat că polinomul de gradul $n+2$ poate fi obținut și prin înmulțirea polinomului de gradul n cu $a_2'I^2 + a_0'$ (schema din fig. 2, *a* cu $r \neq r_{01}$). În acest caz creșterea cu 2 a gradului polinomului s-ar realiza cu un singur traductor în plus, în schimb s-ar complica expresiile coeficienților.

Scheme pentru rezolvarea directă a unor ecuații particulare de gradul 2 și 3

Alături de modelele generale ale polinoamelor liniare de gradul n, care servesc determinării rădăcinilor reale ale ecuației liniare de gradul n, prin reglarea curentului I pînă la anularea tensiunii care modelează polinomul, traductoarele magnetorezistive oferă posibilitatea determinării directe a soluției reale ale unor ecuații particulare de gradul 2 și 3.

În principiu, schema constă în alimentarea de la tensiunea continuă U a circuitului în care bobina, traductorul magnetorezistiv aflat în cîmpul magnetic al bobinei și o rezistență de precizie sînt legate în serie (fig. 12).

Curentul I care se stabilește în circuit, măsurat cu galvanometrul prin căderea de tensiune pe rezistența de precizie, r^*, constituie soluția anumitor ecuații de gradul 2 și 3. În adevăr, notînd prin r_e rezistența echivalentă a circuitului, se obține :

$$U = I(r_B + r_e). \tag{13}$$

Cînd $I_s \neq 0$ se obține cu (3) :

$$a_2 I^2 + a_1 I + a_0 = 0, \tag{14}$$

iar cînd $I_s = 0$ se obține cu (2) :

$$a_3 I^3 + a_1 I + a_0 = 0, \tag{15}$$

unde :

$$a_3 = K_2 K_T^2 r_{01}\,;\; a_2 = K_1 K_B r_{02}\,;$$
$$a_1 = r_0 + r_e\,;\; a_0 = -U.$$

Curentul I este soluția reală a ecuațiilor (14) și (15) caracterizate prin $a_0 < 0$; $a_1 > 0$;

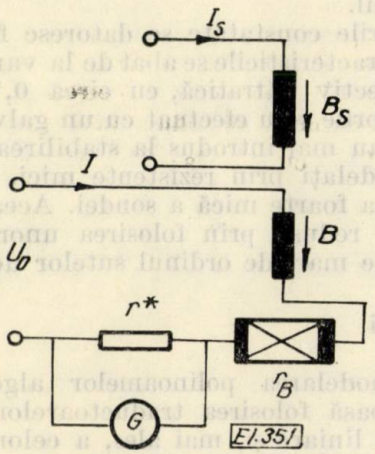


Fig. 12. Schema pentru rezolvarea directă a unei ecuații particulare de gradul 2 și 3 cu traductor magnetorezistiv.

$a_3 > 0$; $a_2 \leqslant 0$, sensul lui a_2 putînd fi modificat prin inversarea sensului curentului din bobină.

Compararea modelelor propuse cu cele realizate cu traductoare Hall

Traductorul magnetorezistiv are, în general, în comparație cu traductorul Hall, avantajul eliminării contactelor Hall, deci și a tensiunii de zero dintre acestea, împreună cu toate dificultățile pe care le implică compensarea ei.

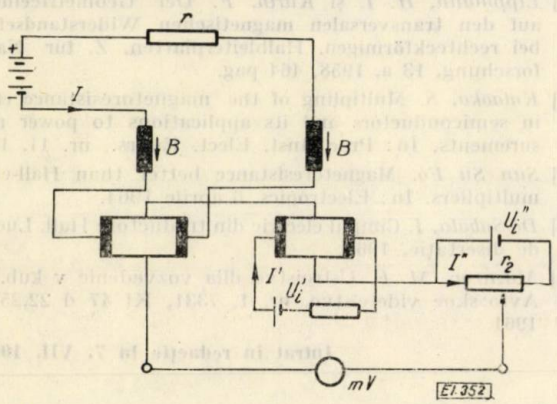


Fig. 13. Modelarea ecuației algebrice de gradul 2 cu două traductoare Hall.

Cu traductorul Hall se pot realiza modelele polinoamelor liniare la fel ca și cu traductoarele magnetorezistive liniare, cu deosebirea că lipsesc posibilitățile oferite de dezechilibrarea punții. De aici rezultă creșterea cu 1 a traductoarelor necesare modelării polinoamelor. De exemplu, modelul ecuației de gradul 2 necesită două traductoare Hall (fig. 13). Modelarea polinoamelor cu traductoare magnetorezistive este deci mai avantajoasă decît cu traductoare Hall. S-a arătat însă că utilizarea traductoarelor magnetorezistive pătratice este și mai avantajoasă decît a celor liniare.

Un alt avantaj al traductoarelor magnetorezistive este posibilitatea rezolvării directe a unor ecuații particulare de gradul 2 și 3.

Verificări experimentale

S-au realizat experimental modelele din figurile 6 și 8 ale polinoamelor de gradul 2 și 3.

La modelarea polinomului de gradul 2 s-a folosit o sondă din InSb cu dimensiunile

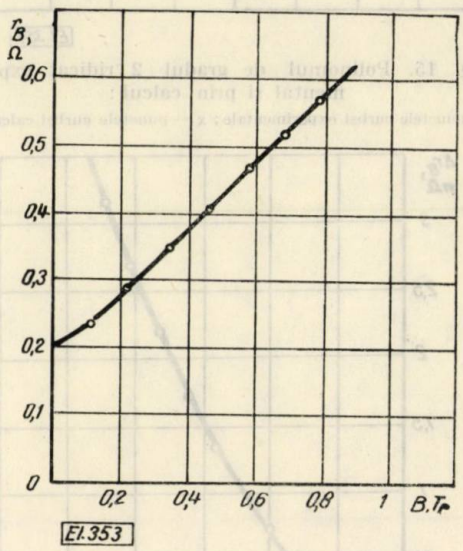


Fig. 14. Caracteristica sondei magnetorezistive folosită la modelarea polinomului de gradul 2.

$5 \times 1{,}5 \times 0{,}2$ mm³, rezistivitatea $\rho = 1{,}2 \cdot 10^{-5}$ Ωm și constanta Hall $R_H = 2{,}1 \cdot 10^{-4}$ m³/C. Variația rezistenței sondei, în funcție de inducția magnetică, este dată în figura 14.

Cu un curent de premagnetizare $I_s = 40$ mA, într-o înfășurare suplimentară cu 9 000 spire, se obține, în întrefierul de circa 1 mm în care se plasează sonda, inducția de 0,452 Te, cu un domeniu de liniaritate de $\pm 0{,}339$ Te, corespunzător la $I = \pm 30$ mA. S-au ales coeficienții a_2, a_1, a_0 și reglînd curentul I s-au determinat experimental funcțiile $U = f(I)$ și rădăcinile ecuației. În figura 15 este reprezentată grafic una din funcțiile $U = f(I)$ determinată experimental. Abaterile raportate maxime față de

valorile calculate sînt sub 1%, iar abaterea relativă la determinarea rădăcinilor este de 1,5%.

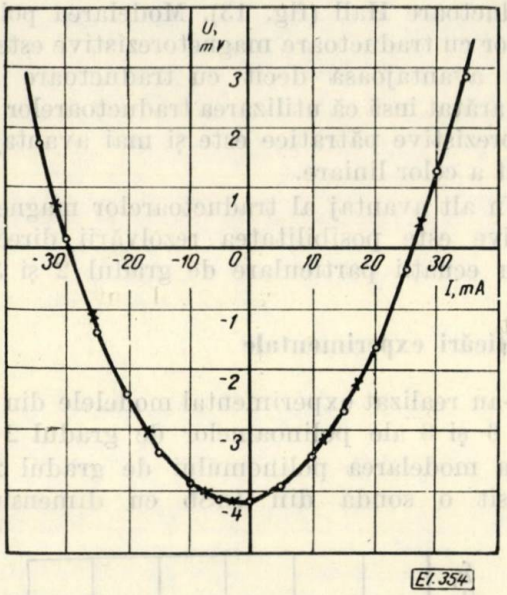


Fig. 15. Polinomul de gradul 2 ridicat experimental și prin calcul:
o — punctele curbei experimentale; x — punctele curbei calculate.

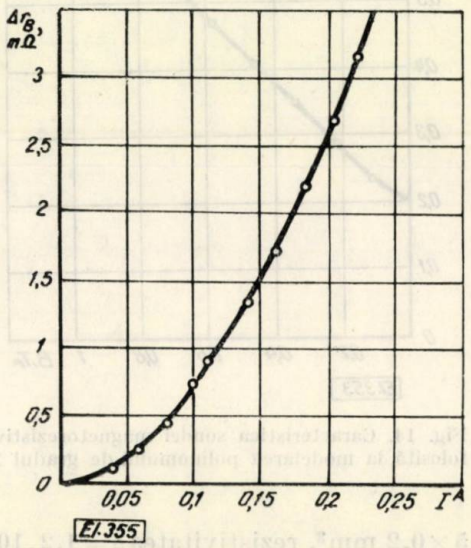


Fig. 16. Caracteristica sondei magnetorezistive folosită pentru rezolvarea ecuațiilor de gradul 3.

Pentru determinarea rădăcinilor ecuației de gradul 3 redusă s-a folosit aceeași sondă introdusă într-un alt circuit magnetic cu 500 spire și întrefierul de 1 mm. Variația rezistenței în funcție de curent $\Delta r_B = f(I)$ este reprezentată în figura 16 și este, practic, pătratică pînă la $I = 200$ mA (circa 0,12 Te).

Impunîndu-se din nou coeficienții a_3, a_1, a_0, s-au obținut experimental valorile rădăcinilor cu abaterea de sub 3% în comparație cu cele din calcul.

Abaterile constatate se datoresc faptului că însăși caracteristicile se abat de la variația liniară, respectiv pătratică, cu circa 0,75% și că măsurătorile s-au efectuat cu un galvanometru. Erori s-au mai introdus la stabilirea coeficienților modelați prin rezistențe mici, dată fiind rezistența foarte mică a sondei. Această eroare poate fi redusă prin folosirea unor sonde cu rezistențe mari de ordinul sutelor de ohmi.

Concluzii

La modelarea polinoamelor algebrice este avantajoasă folosirea traductoarelor magnetorezistive liniare și, mai ales, a celor pătratice.

La avantajele generale ale traductoarelor magnetorezistive față de cele Hall (lipsa contactelor Hall și a tensiunii de zero care nu mai trebuie compensată), în modelarea polinoamelor se adaugă în plus reducerea numărului de traductoare necesare și a numărului de amplificatoare folosite.

Bibliografie

[1] *Smolov, V. B.* ș.a. Vicislitelnie maşinî neprerivnovo deistvie. Moscova, Izd, Vişaia Scola, 1964.

[2] *Sydow, A.* Progammierungstechnik für elektrische Analogrechner. Berlin, F.V.B. Verlag Technik, 1964.

[3] *Stanley Fifer.* Analogue computation, vol. II, vol. III. New York, Toronto, London, Mc Graw Hill Book Company, 1961.

[4] *Lippmann, H. I.* și *Kurth, F.* Der Geometrieeinfluss auf den transversalen magnetischen Widerstandseffekt bei rechteckfőrmigen. Halbleiterplatten. Z. für Naturforschung, 13 a, 1958, 464 pag.

[5] *Kataoka, S.* Multipling of the magnetoresistance effect in semiconductors and its applications to power measurements. În: Proc. Inst. Elect. Engrs., nr. 11, 1964.

[6] *Sun Su Fo.* Magnetoresistance better than Hall-effect multipliers. In: Electronics, 6 aprile 1964.

[7] *De Sabata, I.* Cîmpul electric din traductore Hall. Lucrare de disertație, 1965.

[8] *Mazurov, M. F.* Ustroistvo dlia vozvedenie v kub. In: Avtorskoe videtelstvo, nr. 1, 7331, Kl 47 d 22,25 ian 1961.

Intrat în redacție la 7. VII. 1966

Contribuții privind compensarea influenței temperaturii asupra tensiunii Hall

Constantin Șora și **Avram Heler** * — Timișoara

CZ 621.317.42.089.6:538.632

1. Introducere

a) În figura 1 este reprezentată schema electrică a unui generator Hall. Tensiunea electromotoare Hall, ca valoare instantanee are expresia :

$$u_{h0} = C_0 i_c B, \tag{1}$$

unde :

C_0 este sensibilitatea în gol a generatorului Hall, $m^2/A.s$;
i_c — curentul de comandă, A ;
B — inducția magnetică, T.

Sensibilitatea C_0 are expresia :

$$C_0 = \frac{C_h}{d} G, \tag{2}$$

unde :

C_h este constanta Hall, $m^3/A \cdot s$;
d — grosimea plăcuței semiconductoare, m ;
G — factor de corecție subunitar care depinde de dimensiunile plăcuței semiconductoare și de forma și dimensiunile electrozilor de comandă și Hall.

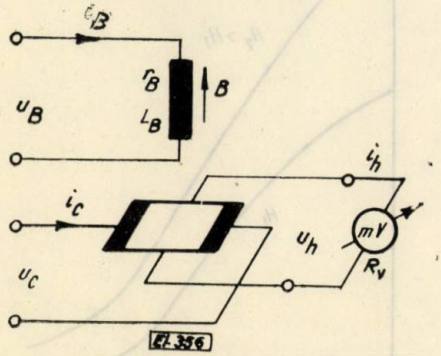


Fig. 1. Schema electrică a generatorului Hall.

Tensiunea u_v, la bornele instrumentului conectat în circuitul Hall (fig. 1), este :

$$u_v = i_h R_v, \tag{3}$$

unde :

$$i_h = \frac{u_{h0}}{r_{ih} + R_v} = \frac{C_0 i_c B}{r_{ih} + R_v}; \tag{4}$$

r_{ih} — rezistența interioară transversală a plăcuței,

deci :

$$u_h = u_v = \frac{C_0 i_c B}{1 + \frac{r_{ih}}{R_v}} = \frac{\frac{C_h}{d} G i_c B}{1 + \frac{r_{ih}}{R_v}}. \tag{5}$$

Modificarea temperaturii plăcuței semiconductoare influențează atît valoarea constantei Hall (C_h), cît și valorile rezistențelor electrice interioare ale plăcuței semiconductoare r_{ic} și r_{ih}, ca urmare a modificării concentrației și mobilității purtătorilor mobili de sarcină. Aceasta înseamnă că, la i_c și B date, tensiunea Hall u_h, de la bornele instrumentului, se modifică cu temperatura, nemaifiind astfel proporțională cu produsul celor două mărimi i_c și B. În cazul alimentării circuitului de comandă al generatorului Hall cu tensiunea constantă u_c = const. trebuie relevat că și curentul de comandă $i_c = u_c/r_{ic}$ este funcție de temperatură, datorită variației lui r_{ic}.

Variația constantei Hall cu temperatura este mai mare în cazul plăcuțelor semiconductoare din InSb și mai mică în cazul plăcuțelor din Ge.

Temperatura plăcuței semiconductoare se poate modifica datorită : modificării temperaturii mediului ambiant ; efectului Joule-Lenz din plăcuță, precum și căldurii degajate de miezul circuitului magnetic, care se încălzește prin curenți turbionari. Ultimele două cauze pot fi limitate printr-o dimensionare corespunzătoare a plăcuței și circuitului magnetic.

Din cele prezentate rezultă necesitatea compensării influenței temperaturii asupra tensiunii Hall în scopul asigurării unei precizii corespunzătoare a funcționării generatorului Hall, în diferitele scheme de măsurare. În cele mai multe cazuri practice, problema compensării se pune în legătură cu modificarea temperaturii mediului ambiant.

b) În literatura de specialitate se menționează trei metode de micșorare a influenței temperaturii asupra tensiunii generatoarului Hall [1]—[10]. Acestea sînt :

— *termostatarea generatorului Hall, adică menținerea unei temperaturi constante într-un termostat, în care se află sonda Hall.* În termostat, temperatura este reglată automat la o anumită valoare dinainte stabilită și care se menține constantă. Această metodă necesită un încălzitor termostatat care constituie un mare impediment, deoarece mărește foarte mult dimensiunile sondei ;

— *folosirea unor materiale semiconductoare corespunzătoare, la care C_h să depindă cît mai*

* Dr. ing. *C. Șora* este profesor la Institutul politehnic Timișoara, iar ing. *A. Heler*, conferențiar la același institut.

puțin de temperatură. Această condiție este satisfăcută cel mai mult de InAs și cel mai puțin de InSb (dintre materialele semiconductoare mai des folosite în construcția generatoarelor Hall) ;

— *realizarea unor astfel de scheme cu generatorul Hall, astfel încît modificarea temperaturii să influențeze într-o măsură cît mai mică tensiunea generatorului Hall (termocompensare)*. Aceasta se poate realiza prin introducerea unor termorezistențe fie în circuitul de comandă, fie în circuitul Hall [1], [7].

Schemele de termocompensare prezentate în literatură au unele dezavantaje în ceea ce privește condițiile de funcționare a generatorului Hall. Astfel, dacă termorezistențele se introduc în circuitul de comandă rezultă o micșorare a sensibilității schemei (în condiții de alimentare a circuitului de comandă neschimbate) și o creștere a consumului de putere în circuitul de comandă (la B și u_h neschimbate). Dacă termorezistențele se introduc în circuitul Hall, pe lîngă micșorarea sensibilității (la aceeași tensiune electromotoare Hall) nu se mai păstrează liniaritatea generatorului Hall, stabilită pentru un anumit raport între rezistența r_{ih} și cea de sarcină R_v. O problemă importantă în legătură cu termocompensarea o constituie existența unor condiții de temperatură identice pentru plăcuța semiconductoare a generatorului Hall și pentru termorezistență.

În literatura de specialitate, autorii nu au întîlnit scheme de termocompensare, prin caer să se acționeze asupra circuitului de excitație al generatorului Hall, care produce cîmpul magnetic B. De asemenea, nu au fost întîlnite nici metode de termocompensare, prin care să se acționeze asupra circuitului magnetic al generatorului Hall. Metoda propusă de autori se referă la ultima posibilitate.

2. O metodă nouă pentru compensarea influenței temperaturii asupra tensiunii Hall

Metoda elaborată se bazează pe folosirea, în construcția circuitului magnetic al generatorului Hall, a unui șunt magnetic confecționat din thermaloy, ale cărui proprietăți magnetice se modifică cu temperatura. Șuntul magnetic este montat în paralel cu întrefierul în care este situată plăcuța semiconductoare (fig. 2).

În figura 3 sînt arătate calitativ curbele de variație a inducției magnetice în funcție de temperatură, la diferite valori constante ale intensității cîmpului magnetic H pentru thermaloy. Din aceste curbe se observă că la creșterea temperaturii, permeabilitatea magnetică relativă a acestui material scade.

Cunoscînd curbele de magnetizare a materialelor folosite și dimensiunile circuitului magnetic se pot trasa caracteristicile magnetice ale diferitelor porțiuni din circuitul magnetic al dispozitivului. Întrefierul fiind de 1—2 mm, reluctanța ramurii cuprinsă între punctele a și b în care el se găsește este, practic constantă, iar caracteristica magnetică este o dreaptă independentă

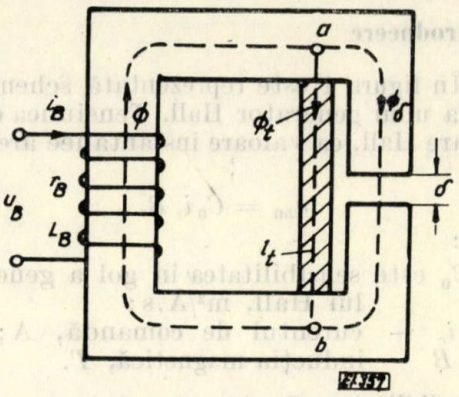


Fig. 2. Circuitul magnetic al generatorului Hall cu întrefier șuntat.

de temperatură. Reluctanța magnetică a șuntului magnetic depinde de temperatură, și anume crește cu creșterea temperaturii. Caracteristica magnetică a șuntului, în afară de faptul că nu este o dreaptă la temperatură constantă, este diferită la temperaturi diferite. În figura 4 sînt reprezentate calitativ caracteristica magnetică a întrefierului, care este o dreaptă, și caracteristicile magnetice ale șuntului magnetic pentru două temperaturi, τ_1 și $\tau_2 > \tau_1$.

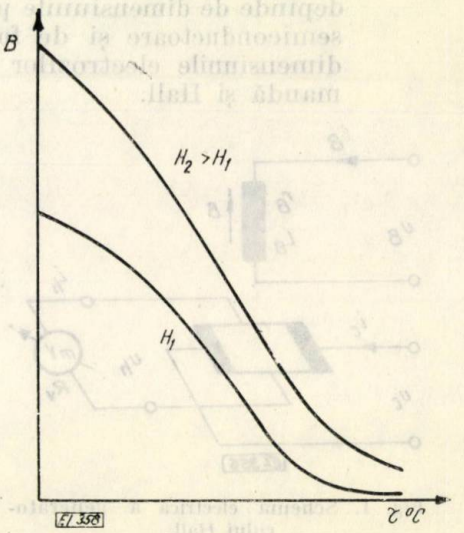


Fig. 3. Variația inducției magnetice în funcție de temperatură, la valoarea constantă a intensității cîmpului magnetic, pentru thermaloy.

În continuare se poate trasa caracteristica magnetică a ramurii comune a circuitului magnetic pe care este montată bobina de magnetizare și apoi, printr-o construcție grafică corespunzătoare, să se obțină o privire de ansamblu

asupra comportării întregului circuit magnetic la diferite temperaturi, ținînd seamă și de condițiile concrete de alimentare a bobinei de magnetizare. Desigur că, față de cazul unui circuit magnetic neliniar obișnuit, construcția grafică,

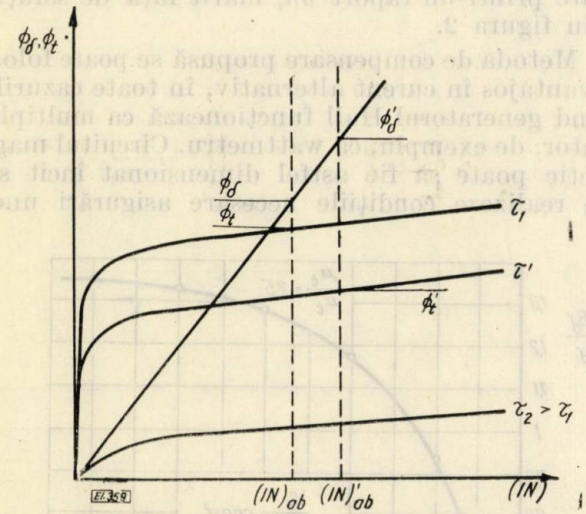


Fig. 4. Caracteristica magnetică a întrefierului și a șuntului magnetic, la temperaturi diferite.

în cazul nostru, este mai dificilă datorită dependenței de temperatură a unei porțiuni din circuitul magnetic.

Pentru a releva în mod cît mai simplu posibilitatea de compensare a influenței temperaturii asupra tensiunii Hall, pe care o oferă montajul propus, vom presupune că fluxul magnetic principal Φ este constant. Această ipoteză simplificatoare este, de altfel, îndeplinită cu suficientă aproximație în cazul unei alimentări în curent alternativ, la tensiunea la borne constantă, dacă rezistența înfășurări de excitație este neglijabilă față de inductivitatea bobinei. Să admitem că tensiunea magnetică între punctele a și b ale circuitului magnetic la temperatura τ_1 este $(IN)_{ab}$. Din figura 4, pentru această tensiune magnetică, rezultă fluxurile Φ_δ în întrefier și Φ_t în șuntul magnetic. La o temperatură mai mare $\tau' > \tau_1$, reluctanța magnetică a șuntului crescînd, tensiunea magnetică între punctele a și b $(IN)'_{ab}$ devine mai mare, adică $(IN)_{ab} < (IN)'_{ab}$. Noile valori ale fluxurilor Φ'_δ și Φ'_t la temperatura τ' rezultă din aceeași diagramă. Fluxul total Φ fiind presupus constant, rezultă că fluxul magnetic în șunt scade, $\Phi'_t < \Phi_t$, iar fluxul magnetic în întrefier crește cu temperatura, $\Phi'_\delta > \Phi_\delta$. Deoarece constanta Hall scade cu creșterea temperaturii, la o dimensionare corespunzătoare a circuitului magnetic, creșterea inducției magnetice în întrefier poate să compenseze scăderea constantei Hall, astfel încît într-un anumit domeniu de temperatură, tensiunea Hall să rezulte constantă.

Ținînd seamă de dorința de a asigura compensarea influenței temperaturii asupra tensiunii Hall și în cazul plăcuțelor semiconductoare din InSb, s-a pus problema dimensionării circuitului magnetic astfel încît în întrefier să rezulte o variație cît mai mare a inducției magnetice cu temperatura. În acest scop trebuie să se stabilească asupra căror parametri constructivi este mai eficace să se acționeze și în ce sens. O bună orientare în această direcție se poate obține admițînd aceeași ipoteză simplificatoare, $\Phi = \text{const}$.

Dacă se notează cu B_δ inducția în întrefier, cu R_δ, reluctanța magnetică a întrefierului, cu R_t, reluctanța magnetică a șuntului și cu μ_t, permeabilitatea magnetică relativă a șuntului la temperatura τ (mai scăzută) și cu aceleași simboluri însă cu indicele prim mărimile respective la temperatura mai ridicată $\tau'(B'_\delta, R'_\delta, R'_t, \mu'_t)$, pentru punctele de funcționare la cele două temperaturi τ și τ', se poate scrie :

$$(IN)_{ab} = \Phi \frac{R_\delta R_t}{R_\delta + R_t}, \tag{6}$$

$$(IN)'_{ab} = \Phi \frac{R_\delta R'_t}{R_\delta + R'_t}. \tag{7}$$

Făcînd raportul lor, rezultă :

$$\frac{(IN)_{ab}}{(IN)'_{ab}} = \frac{1 + \dfrac{R_\delta}{R'_t}}{1 + \dfrac{R_\delta}{R_t}}. \tag{8}$$

Pe de altă parte se poate scrie :

$$(IN)_{ab} = \Phi_\delta R_\delta, \tag{9}$$

$$(IN)'_{ab} = \Phi'_\delta R_\delta. \tag{10}$$

Ținînd seamă de expresiile reluctanțelor magnetice și ale fluxurilor, pentru raportul celor două tensiuni magnetice (relația (9), (10)), rezultă :

$$\frac{(IN)_{ab}}{(IN)'_{ab}} = \frac{B_\delta}{B'_\delta}. \tag{11}$$

Din egalitatea relațiilor (8) și (11) se obține :

$$\frac{B_\delta}{B'_\delta} = \frac{1 + \dfrac{R_\delta}{R'_t}}{1 + \dfrac{R_\delta}{R_t}}. \tag{12}$$

Notînd cu $\Delta B_\delta = B'_\delta - B_\delta$, creșterea inducției magnetice din întrefier, în intervalul de temperatură considerat, după unele transformări, din relația (12) se obține :

$$\frac{\Delta B_\delta}{B_\delta} = \frac{R_\delta}{R_t}\left[1 - \frac{\dfrac{R_\delta}{R_t} + 1}{\dfrac{R_\delta}{R_t} + \dfrac{R'_t}{R_t}}\right]; \tag{13}$$

sau :

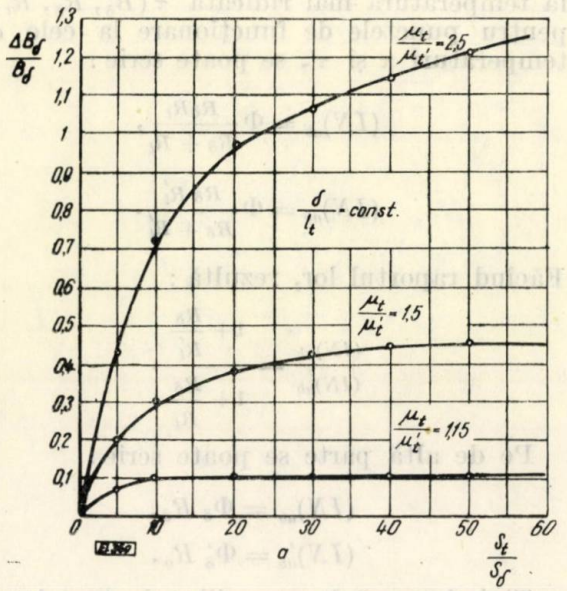
$$\frac{\Delta B_\delta}{B_\delta} = \frac{\delta}{l_t} \cdot \frac{S_t}{S_\delta} \cdot \frac{\mu_t}{\mu_0} \cdot \left[1 - \frac{\frac{\delta}{l_t} \cdot \frac{S_t}{S_\delta} \cdot \frac{\mu_t}{\mu_0} + 1}{\frac{\delta}{l_t} \cdot \frac{S_t}{S_\delta} \cdot \frac{\mu_t}{\mu_0} + \frac{\mu_t}{\mu_t'}} \right], \quad (14)$$

în care :

δ și S_δ sînt lungimea și secțiunea întrefierului ;

l_t și S_t — lungimea și secțiunea șuntului magnetic.

Relația (14) prezintă avantajul că permite urmărirea simplă a influenței parametrilor δ/l_t, S_t/S_δ, μ_t și μ_t/μ_t' asupra variației inducției magnetice din întrefier.



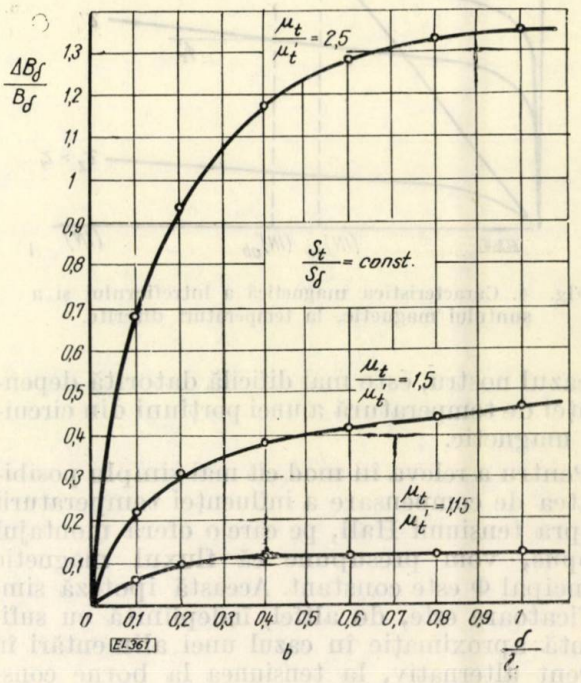


Fig. 5, *a* și *b*. Variația relativă a inducției magnetice din întrefier, în funcție de diferiți parametri.

În figura 5 s-a reprezentat, pentru un circuit magnetic realizat, variația relativă a inducției magnetice din întrefier $\Delta B_\delta/B_\delta$, pe baza relației (14). În figura 5, *a*, variația relativă a inducției magnetice se urmărește în funcție de raportul S_t/S_δ, la diferite valori ale raportului μ_t/μ_t' pentru δ/l_t = const. și μ_t = const., iar în figura 5, *b* aceeași variație în funcție de raportul δ/l_t pentru S_δ/S_t = const. și μ_t = const.

Din curbele trasate rezultă avantajul unei valori cît mai ridicate pentru raportul μ_t/μ_t', care depinde, de fapt, atît de materialul folosit, cît și de circuitul magnetic în ansamblu și de condițiile de alimentare. Se relevă, de asemenea, că variația relativă a inducție magnetice din întrefier crește atît cu δ/l_t, cît și cu S_t/S_δ. Se poate însă observa că o creștere sensibilă a inducției magnetice necesită valori foarte ridicate pentru raportul S_t/S_δ (fig. 5, *a*), ceea ce este dificil de realizat, în timp ce variații de același ordin de mărime rezultă cu valori mai convenabile pentru raportul δ/l_t (fig. 5, *b*). Pe baza acestei observații s-au încercat, cu bune rezultate, soluțiile constructive din figura 6, caracterizate printr-un raport δ/l_t mărit față de soluția din figura 2.

Metoda de compensare propusă se poate folosi avantajos în curent alternativ, în toate cazurile cînd generatorul Hall funcționează ca multiplicator, de exemplu, ca wattmetru. Circuitul magnetic poate să fie astfel dimensionat încît să se realizeze condițiile necesare asigurări unei precizii corespunzătoare a aparatului, și anume : proporționalitatea între tensiunea la bornele bobinei de magnetizare și inducția magnetică

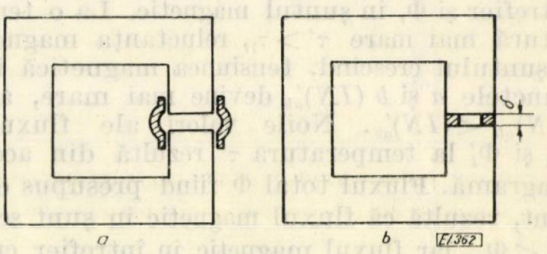


Fig. 6. Soluții constructive ale circuitului magnetic.

din întrefier, cum și o eroare de unghi mică. Ca dezavantaj al acestei metode trebuie amintit faptul că, față de construcția fără șunt magnetic, numărul de amperspire necesare este cu ceva mai mare.

3. Rezultate experimentale

S-au făcut încercări experimentale atît pentru plăcuțe semiconductoare din Ge, cît și din InSb. În figura 7 este redată variația tensiunii Hall în intervalul de temperatură 20—75°C, pentru o plăcuță semiconductoare din Ge. În diagramă s-a reprezentat, de fapt, variația raportului $U_{h\tau}/U_{h20°}$ dintre tensiunea Hall la o anumită temperatură și valoarea tensiunii Hall la temperatura de referință de 20°C.

Curba *c* din figura 7 corespunde situației cînd lipsește șuntul magnetic. În acest caz rezultă o scădere a tensiunii Hall, în intervalul de temperatură considerat, de circa 13%. Curba *a* din aceeași figură corespunde cazului cînd s-a prevăzut un șunt magnetic din thermaloy și s-a realizat o supracompensare. Curba *b* corespunde unei dimensionări a circuitului magnetic pentru care, în intervalul de temperatură

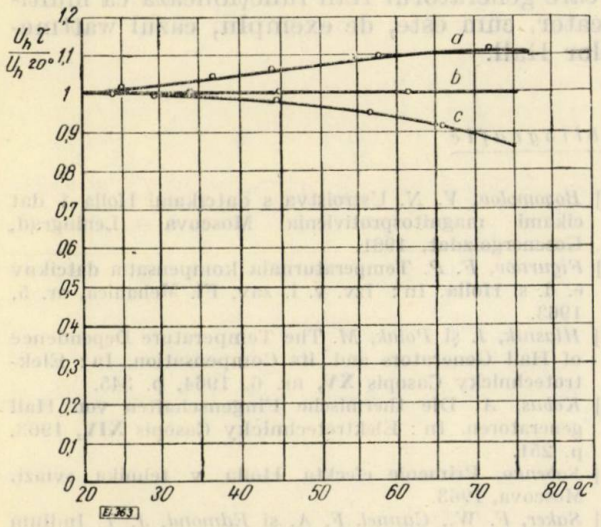


Fig. 7. Variația relativă a tensiunii Hall cu temperatura pentru plăcuță semiconductoare din Ge:
a — supracompensat; *b* — compensat; *c* — necompensat.

20 — 75°C, tensiunea Hall este, practic, constantă ($\delta/l_t = 0{,}01$ și $S_t/S_\delta = 2$). În cazul plăcuței din Ge, variația tensiunii Hall cu temperatura fiind relativ mică, s-a adoptat construcția cu șunt din figura 2. Plăcuța semiconductoare din Ge, care a fost folosită, are dimensiunile $5 \times 2 \times 0{,}35$ mm, rezistențele interioare la 20°C, $r_{ic} = 61{,}7\,\Omega$ și $r_{ih} = 51{,}2\,\Omega$, iar constanta Hall, $C_h = 2{,}65 \cdot 10^{-3}$ m³/A·s. Tensiunea Hall a fost măsurată cu un galvanometru cu spot interior, avînd sensibilitatea $4{,}8 \cdot 10^{-8}$ A/div. și rezistență interioară 100 000 Ω.

Tot pe cale experimentală s-a determinat variația rezistenței și a reactanței bobinei de magnetizare cu temperatura. Valorile relative ale acestor mărimi sînt reprezentate în figura 8. Deoarece reactanța bobinei de magnetizare este mare în raport cu rezistența ($X_{20°} = 23{,}5\ r_{20°}$), unghiul de defazare $\varphi = \text{arc tg}\ X/r$ variază foarte puțin cu temperatura, astfel cum rezultă și din diagramă, ceea ce înseamnă că eroarea de unghi este neglijabilă.

În cazul generatorului Hall cu plăcuța din InSb s-a realizat un șunt magnetic ca în figura 6, *b*.

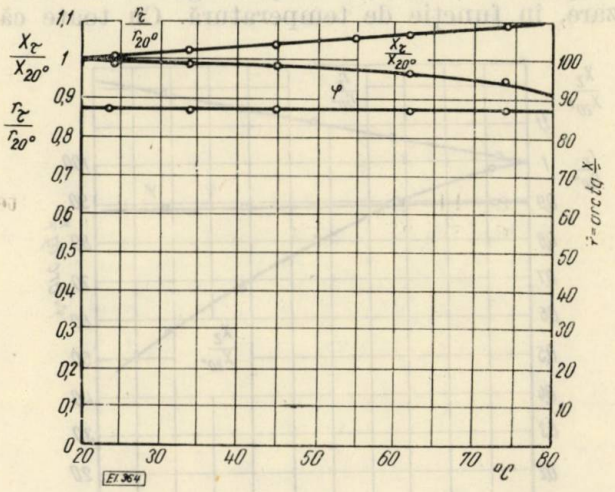


Fig. 8. Variația relativă a rezistenței bobinei de magnetizare, cum și a unghiului de defazare, cu temperatura.

Plăcuța semiconductoare are dimensiunile $4{,}5 \times 2 \times 0{,}32$ mm, rezistențele interioare la 20°C, $r_{ic} = 1{,}02\ \Omega$ și $r_{ih} = 0{,}96\,\Omega$, iar constanta Hall $C_h = 0{,}392$ m³/A·s.

În figura 9 s-a reprezentat variația relativă a tensiunii Hall ($U_{h\tau}/U_{h20°}$) în intervalul de temperatură 20 — 75°C, în lipsa șuntului magnetic (curba *a*) și cu șunt magnetic (curba *b*). În

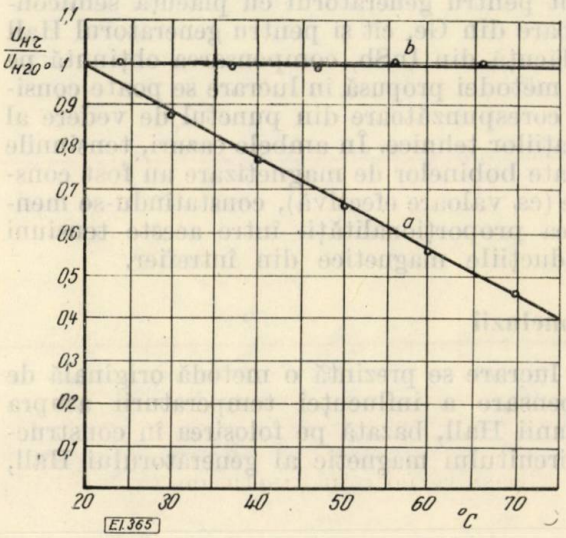


Fig. 9. Variația relativă a tensiunii Hall cu temperatura pentru plăcuță semiconductoare din InSb:
a — necompensat; *b* — compensat.

lipsa șuntului magnetic, după cum se vede din diagramă, scăderea tensiunii Hall, în intervalul de temperatură considerat, este de peste 50%. Eficacitatea șuntului magnetic realizat ($\delta/l_t = 1$, $S_t/S_\delta = 2$) rezultă din curba *b* care arată că

și în acest caz se poate obține o compensare, practic, totală în intervalul de temperatură considerat.

În figura 10 s-au reprezentat variația valorilor relative ale rezistenței și reactanței bobinei de magnetizare, cum și variația unghiului de defazare, în funcție de temperatură. Cu toate că

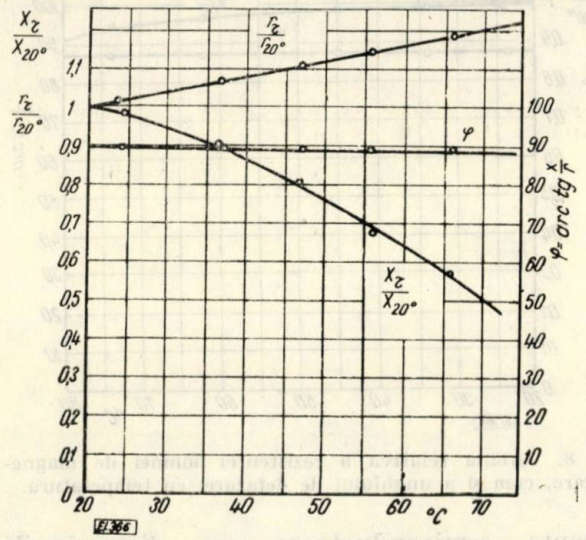


Fig. 10. Variația relativă a rezistenței și a reactanței bobinei de magnetizare, cum și a unghiului de defazare, cu temperatura.

rezistența și reactanța variază în limite destul de mari cu temperatura ,variația unghiului de defazare în intervalul de temperatură considerat este foarte mică ($X_{20°} \cong 75 \cdot r_{20°}$).

Atît pentru generatorul cu plăcuță semiconductoare din Ge, cît și pentru generatorul Hall cu plăcuță din InSb, compensarea obținută pe baza metodei propusă în lucrare se poate considera corespunzătoare din punctul de vedere al aplicațiilor tehnice. În ambele cazuri, tensiunile aplicate bobinelor de magnetizare au fost constante (ca valoare efectivă), constatîndu-se menținerea proporționalității între aceste tensiuni și inducțiile magnetice din întrefier.

4. Concluzii

În lucrare se prezintă o metodă originală de compensare a influenței temperaturii asupra tensiunii Hall, bazată pe folosirea în construcția circuitului magnetic al generatorului Hall, a unui șunt magnetic din thermaloy. Metoda propusă completează avantajos celelalte metode cunoscute de compensare. La o dimensionare corespunzătoare a circuitului magnetic, metoda permite termocompensarea și dacă tensiunea Hall variază în limite largi cu temperatura, cum este cazul generatoarelor Hall cu plăcuța semiconductoare din InSb, care au în prezent o largă răspîndire în tehnică. Metoda propusă de autori necesită o construcție simplă, prezentînd și avantajul că nu se acționează asupra circuitelor de comandă și Hall.

Experiențele efectuate demonstrează eficiența metodei propuse. S-a realizat o termocompensare, practic, totală într-un domeniu de temperatură cuprins între 20 și 75°C, atît pentru Ge, cît și pentru InSb. În ceea ce privește liniaritatea și eroarea de unghi care rezultă, acestea se pot considera în limitele admisibile.

Metoda se poate aplica cu succes în situațiile în care generatorul Hall funcționează ca multiplicator, cum este, de exemplu, cazul wattmetrelor Hall.

Bibliografie

[9] *Bogomolov, V. N.* Ustroistva s datcikami Holla i dat cikami magnitosprotivlenia. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1961.
[2] *Figurnov, F. P.* Temperaturnaia kompensatia datcikov e. d. s. Holla. In : Izv. v. i. zav. Fl. Mehanica, nr. 5, 1963.
[3] *Hlasnik, I.* și *Polak, M.* The Temperature Dependence of Hall Generators and its Compensation. In : Elektrotechnicky Casopis **XV**, nr. 6, 1964, p. 345.
[4] *Kobus, A.* Die thermische Fingenschaften von Hall generatoren. In : Elektrotechnicky Casopis **XIV**, 1963, p. 251.
[5] *Sabenko.* Primenie efeckta Holla v tehnika sviazi. Moscova, 1963.
[6] *Saker, F. W., Cunnel, F. A.* și *Edmond, J. T.* Indium antimonide as a fluxmeter material. In : Brit. J. Appl. Phys., nr. 6, 1955.
[7] *Stoica, A.* Construcția oerstedmetrelor cu sondă Hall de precizie ridicată. În : Metrologia aplicată, nr. 9 și 10, 1963.
[8] *Strutt, M. J. O.* Hall Efect in Semiconductor Compounds. In : Electronic Radio Engineer, vol. **36**, nr. 1, 1959, p. 2.
[9] *Strutt, M. J. O.* Neuere Anwendungen des Halleffektes in halbleitenden binären Verbindungen. In : Scienția Electrica, nr. 4, 1958, p. 92.
[10] *Sun Su Fo.* Izmerenie mocinosti posredstvom poloprovodnicovi pribora. Moscova, Gosenergoizdat, 1958.

Intrat în redacție la 26. II. 1966

Utilizarea și depunerea galvanică a metalelor rare și nobile în industria electrotehnică

Ernest Grünwald * — Cluj

CZ 621.357.75:621.312

1. Introducere

Depunerile galvanice ale diferitelor metale și, în special, ale metalelor prețioase sînt des întrebuințate în toate ramurile electrotehnicii. Scopurile principale pentru care se utilizează aceste metale sînt :

— protejarea metalelor mai puțin nobile contra efectelor agresive în diferite medii ;

— mărirea și îmbunătățirea proprietăților electrice ;

— mărirea rezistenței de frecare și îmbunătățirea proprietăților de alunecare față de alte metale.

Următoarele metale se pot lua în considerare ca bază pentru depunerea ulterioară a metalelor prețioase și rare : argintul, cuprul, aliajul Be-Cu alama, bronzul fosforos, aliajul Ni-Fe, vaconul (aliaj Fe-Co-Ni), nichelul, aluminiul și titanul.

2. Metale prețioase folosite pentru placare

Pentru acest scop sînt întrebuințate : argintul, aurul, rodiul, paladiul și foarte rar platina. Proprietățile fizice ale metalelor prețioase susamintite sînt redate în tabela 1.

Argintul. Dintre toate metalele prețioase — din cauza prețului redus, pentru proprietățile sale însemnate și pentru depunerea lui foarte ușoară pe cale galvanică — argintul se întrebuințează cel mai des. Se depune, în special, atunci cînd piesei i se cere o conductibilitate electrică foarte bună. Piesele argintate însă nu trebuie utilizate în atmosfere cu conținut de sulf, deoarece argintul are o tendință mare pentru a forma împreună cu sulful sulfură de argint (Ag_2S). În afară de aceasta, este atacat de apa marină, de ceața salină și de umezeala mîinilor. Sulfura de argint nu colorează numai argintul depus în culoare neagră, dar reduce simțitor și proprietățile electrice ale metalului. Pentru eliminarea formării sulfurii pe argint se pot

Tabela 1

Proprietățile fizice ale metalelor prețioase compacte și depuse pe cale galvanică

Metalul	Argint (Ag)	Aur (Au)	Aliaj Au	Paladiu (Pd)	Platină (Pt)	Rodiu (Rh)
Greutate atomică	107,88	197,0	120—90	106,4	195,09	102,91
Valența	1	1	1	2	4	3
Densitatea, g/cm³	10,5	19,3	16—13	11,9	22,5	12,5
Echivalentul electrochimic, mg/A. min. min	67,0	122,6	90—60	33,1	30,1	21,3
Randamentul practic de curent, %	95	95	90—60	60—90	30—60	20—70
Grosimea stratului la 1 A/dm², μ/min	0,605	0,605	circa 0,4	0,2—0,3	0,05—0,1	0,04—0,1
Duritatea Vickers a metalului depus galvanic, kp/mm²	60—140	60—130	100—250	220—430	100—600	600—850
Duritatea metalului compact (Vickers), kp/mm²	28—85	20—58	circa 100	50—105	45—95	100—400
Rezistența specifică a metalului depus galvanic, μΩcm	1,8—3,0	2,6—4,2	—	—	—	—
Rezistența specifică a metalului compact, μΩcm	1,59—2,35		—	10,8	10,6	4,51
Conductibilitatea termică a metalului compact, cal/cm. s. grad	1,0	0,71	—	0,17	0,17	0,21
Temperatura de topire, °C	960.8	1063	—	1552	1769	1960

* *E. Grünwald* este chimist la I. I. S. Armătura-Cluj.

depune straturi foarte subțiri de Au-Rh, rodiu sau platină.

Aurul. Este foarte rezistent contra coroziunii și oxidării atmosferice. Pentru unele întrebuințări are o duritate scăzută și prezintă o tendință de a produce "suduri la rece" cu alte suprafețe în contact. Pentru aceasta, aurul se pretează în acele cazuri în care se cer doar proprietăți electrice însemnate și o rezistență mare contra coroziunii, însă nici într-un caz solicitări mecanice, ca presiunea și frecarea. Prin adăugarea diferitelor metale de aliere, duritatea aurului poate fi mărită simțitor. Aliajele de aur cu un conținut de aur de 65% au o întrebuințare multilaterală în electrotehnică.

Rodiul. Se întrebuințează în toate cazurile sub formă de depuneri galvanice, deoarece metalul compact se prelucrează foarte greu la temperaturi ambiante. Pe suprafața metalului depus nu se formează nici straturi acoperitoare, nici straturi de oxizi. Un dezavantaj mare al depunerilor de rodiu il constituie faptul că în aceste depuneri galvanice apar tensiuni interne mari, care pot cauza porozități și fisuri, însă numai în cazul straturilor mai groase.

Paladiul se întrebuințează tot mai mult pentru placări galvanice. Se evidențează față de rodiu prin tensiuni interne mult mai mici și prin lipsă de pori. Depunerile galvanice subțiri de paladiu se pot întrebuința foarte bine pentru protejarea argintului contra formării sulfurii de argint.

Platina. Cu toate că depunerea galvanică a platinei este foarte ușoară, nu prezintă avantaje față de rodiu, fapt pentru care se întrebuințează foarte rar, de exemplu, în cazul placării sîrmei de molibden (fabricarea grilelor), la diferite tuburi electronice. Stratul de platină pe aceste grile împiedică ieșirea nedorită a electronilor.

3. Proprietățile chimice electrochimice și mecanice ale metalelor nobile și rare

3.1. Coroziunea

Metalele nobile și rare rezistă la acțiunea celor mai multe chimicale și gaze. În cazul argintului, rezistența slabă față de compuși ai sulfului este cîteodată neplăcută.

Este puțin cunoscut faptul că acțiunea protectoare față de coroziune a depunerilor metalelor nobile pe oțel este scăzută. Întrucît metalele nobile și oțelul sînt îndepărtate pe scara tensiunilor, se poate aștepta formarea unui element local cu o puternică densitate de curent corosiv. În cele mai multe cazuri, depunerile galvanice ale metalelor nobile sînt foarte subțiri, din care cauză nu sînt lipsite de pori. Dacă însă depunerile sînt groase și fără pori au, natural, o rezistență însemnată față de coroziune.

Rodiul are o rezistență chimică mai mare decît aurul sau chiar decît platina, respectiv paladiul. Chiar acidul fluorhidric și apa regală rece nu atacă acest metal. Apa regală fierbinte și acidul sulfuric fumans au o acțiune dizolvantă înceată asupra rodiului.

3.2. Duritatea

Duritatea, cum și rezistența la tracțiune a metalelor nobile și a altor metale mai des utilizate sînt redate în tabelele 2 și 3.

Tabela 2

Duritatea Brinell a metalelor nobile și a altor metale uzuale

Metalul	Depus galvanic	Metalul compact (încălzire ușoară — laminare tare)
Plumb	1— 20	1— 20
Crom	400— 900	210—360
Fier	150— 380	50—210
Aur	60— 100	—
Aur dur	108— 170	—
Cupru	50— 300	40—130
Nichel	100— 600	70—300
Paladiu	200— 450	50—120
Platină	250 650	50—125
Rodiu	570—1000	100—150
Argint mat	70— 90	30—100
Argint lucios	100—180(110—130)	—
Zinc	40— 70	20— 50
Staniu	1— 30	1— 20

Tabela 3

Rezistența la tracțiune a cîtorva metale nobile și uzuale

Metalul	Rezistența la tracțiune, kp/mm² I
Argint (sîrmă)	29,4
Oțel	max. 230
Oțel (sîrmă)	max. 320
Fontă	9—23
Cupru (sîrmă trefilată tare)	42—49
Aur (sîrmă)	14
Platină (sîrmă)	35
Paladiu	27
Aluminiu (sîrmă)	21—28
Nichel (trefilat tare)	110
Staniu	2,1— 9
Zinc (turnat)	15,5—21
Crom (depus electrolitic)	10—50

Trebuie menționat faptul că duritatea depunerilor metalice lucioase este foarte des mai ridicată decît a depunerilor mate. Aceasta se datorește faptului că substanțele străine pentru formarea luciului se codepun împreună cu metalul, modificînd grila și structura cristalină a acestuia. Este cunoscut că ionii de antimoniu-, clor-, formiat-, acetat-, hidroxid-, fosfat-, borat-, sulfat măresc considerabil duritatea depunerilor de argint.

Atomii de hidrogen și, în special, hidrogenul molecular care se formează în interiorul metalului din hidrogenul atomic pot, de asemenea, influența duritatea depunerii.

Prin codepunerea substanțelor organice, duritatea depunerilor de argint se poate mări de circa patru ori. Desigur, duritatea ridicată provocată de tensiunile interioare este instabilă. Această duritate poate scădea încet printr-o recristalizare la temperatura camerei, și mai rapid prin încălzire.

La fel, și în cazul aurului, duritatea se poate mări de la valoarea obișnuită de 60—100 kp/mm² pînă la 110 — 130 kp/mm². Cu băile galvanice moderne de aur, pe lîngă o duritate însemnată a depunerii, se obține nu numai un luciu puternic, dar în același timp și o ductilitate și rezistență mare la uzură.

Duritatea depunerilor galvanice de rodiu este de circa 600 kp/mm², însă în unele cazuri se atinge valoarea de 800—820 kp/mm², ceea ce corespunde cu duritatea cromului. Depunerile de rodiu sînt superioare din punctul de vedere a reflexiei luminii și rezistenței foarte mari față de diferiți agenți chimici.

Tabela 4

Creșterea durității argintului prin codepunerea substanțelor străine

Substanța străină	Cantitatea codepusă în greutate, g	Duritatea Vickers $H_{P0,5}$, kp/mm²
Fără adaos	0	43—100
Glicocol	0,02	55
Acid citric, respectiv citrat	3,5	157—185
Acid tartric	0,7	143
Tartrat	1,2	175
Acid asparagic	2,7	178

3.3. Conductibilitatea

Dintre metalele nobile, nici unul nu are o conductibilitate atît de ridicată, respectiv o rezistență electrică atît de mică ca argintul; nici aurul sau metalele platinice.

În tabela 5 se redau valorile conductibilității metalelor nobile, precum și ale unor metale obișnuite.

O importanță deosebită are conductibilitatea în tehnica frecvențelor înalte. Datorită așa-numitului "efect Skin", undele cel mai mult utilizate migrează cu o frecvență de circa 100 MHz, mai ales pe suprafețe plane. La o adîncime de 15 microni, densitatea de curent scade deja la 15%. Asupra întrebării dacă utilizarea electroliților de argint cu depuneri lucioase sau cu depuneri mate este mai adecvată, nu ne stau la dispoziție răspunsuri clare.

Utilizarea preferată în practică a electroliților de argintare lucioasă privind o relație între duritatea și conductibilitatea stratului depus nu este de loc întemeiată.

A. Wolleneck s-a ocupat cu problema depunerilor de argint cu diferite grosimi de straturi,

Tabela 5

Metalul	Gradul de puritate, %	Temperatura, °C	Rezistența electrică, Ωcm
Argint	99,98	0	1,5
Argint depus galvanic	99,98	100	2,1
Aur	99,9	20(100)	2,44(2,97)
Platina	—	20(100)	10—11(14,85)
Rodiu	—	0(100)	4,69(6,60)
Paladiu	—	20(100)	11(13,79)
Osmiu	—	20	60,2
Iridiu	—	0(100)	6,10(8,30)
Cupru	—	20(100)	1,7(2,28)
Aluminiu	99,57	20	2,828
Zinc	—	0(100)	5,75(8,00)
Nichel	99,99	0(100)	6.141(10,327)
Fier	99,98	20(100)	10(16,61)
Staniu	—	0(100)	13(18,2)
Crom	—	28	13
Plumb	—	20	22
		100	16,61

pe contactele de curenți de înaltă tensiune. El a găsit că un strat de argint de 2—5 microni, din punct de vedere electric este cu totul activ; la temperaturi mai ridicate se prevede o grosime de 15 microni. Este dezavantajoasă proprietatea stratului de argint pentru că, sub acțiunea curentului electric, pe suprafața lui se formează straturi izolatoare, care la urmă produc scurtcircuitări. În acest caz este eficace o depunere foarte subțire de aur sau de platină.

Aurul depus galvanic are o conductibilitate cu 50% mai scăzută decît metalul compact. La rodiu, această valoare este și mai nefavorabilă. În cazul metalului depus pe cale galvanică, valoarea este de patru ori mai scăzută decît a metalului turnat. A. Keil recomandă ca stratul de rodiu să nu se depună pe nichel, deoarece prin aceasta conductibilitatea scade extrem de mult.

Pentru practică este importantă relația găsită de E. Raub între duritate și conductibilitate; conform relației, acestea sînt invers proporționale. De exemplu, în cazuri cînd se cere o conductibilitate mare, se întrebuințează depuneri galvanice mate sau depuneri mate și lustruite ulterior.

Conductibilitatea slabă a depunerilor dure de argint a fost confirmată de W. Zimmer și J. Sporleder. Ei au adăugat într-un electrolit de argintare lucioasă (straturile depuse avînd o duritate redusă de 75 kp/mm²) 20 ml/l soluție de tartrat de stibiu și potasiu 5%, obținînd o duritate Vickers de 147 kp/mm², care nu s-a schimbat nici după o depozitare îndelungată la temperatura camerei. Autorii afirmă că, prin consumarea adaosului de tartrat din baie, scade mult duritatea depunerii, ajungînd chiar la valoarea ei inițială. Concomitent crește însă

conductibilitatea electrică, respectiv scade corespunzător rezistența electrică. În tabela 6 se dau rezultatele numerice obținute.

Tabela 6

Conținut de stibiu, g/l	Rezistența specifică electrică, Ω mm²/m	Conductibilitatea specifică electrică, m/Ω.mm²	Duritatea Vickers, kp/mm²
0,54	0,132	7,57	156
0,50	0,0973	10,3	136
0,46	0,0836	12,0	138
0,30	0,0551	18,51	132
0,24	0,0441	22,65	124
0,17	0,0338	29,6	102
—	0,0186	53,7	86
—	0,0174	57,5	71
Argint metalic	0,016	62,0	—

Electrolitul de bază:
$AgNO_3$ (= 25 g/l Ag), 40 g/l;
NaCN, 67 g/l;
adaos de luciu, 50 g/l;
tartrat de Sb-K, 1,5 g/l (= 0,54 g/l Sb);
NaOH, 4,0 g/l.
Parametri de lucru:
densitatea de curent catodică, 1,3 A/dm²;
mișcarea barelor catodice, 4 m/min;
temperatura electrolitului, 20°C;
durata electrolizei, 70 min;
material de bază, tablă de alamă lustruită;
pregătire, numai degresare electrolitică.

3.4. Rezistența la uzură

Pe lîngă duritate, un rol foarte însemnat pentru scopuri electrotehnice are și rezistența la uzură a depunerilor metalelor nobile. După cum se știe, aceste proprietăți nu sînt identice. R. Weiner, G. Klein și G. Heilmann, în lucrările lor, au și confirmat aceasta, îndeosebi ultimul, care, la încercările de frecare a straturilor lucioase de argint cu o duritate de 166,76, respectiv 75 kp/mm², a observat că uzura exprimată prin pierdere de greutate, după o durată de încercare de un an, a fost identică atît în cazul depunerilor moi (mate), cît și în cazul depunerilor dure (lucioase).

J. Fischer propune ca la întrebuințarea în tehnică a depunerilor lucioase de argint să se distingă următoarele trei tipuri:

— depuneri lucioase de argint cu duritate ridicată, pînă la 140 kp/mm²;

— depuneri cu o conductibilitate ridicată avînd duritate scăzută;

— depuneri care trebuie să prezinte o rezistență mare la uzură.

În acest caz, duritatea nu are un rol important.

3.5. Oxidarea, rezistența chimică

La atac chimic, metalele nobile sînt rezistente. Argintul însă are tendința să se acopere cu un strat de culoare brună (Ag_2S). Pentru a preveni acest atac, argintul depus se acoperă cu un strat subțire de aur sau rodiu.

În cazul auririi argintului cîteodată este dezavantajoasă culoarea galbenă a depunerii. Prin rodiere se reduce această deosebire de culoare, însă cu aceasta scade și capacitatea de reflexie a depunerii, care, în cazul, argintului reprezintă circa 91%, la rodiu 78% și la platină 65%.

4. Domenii de utilizare

În general, depunerile galvanice ale metalelor prețioase se întrebuințează atît în tehnica curenților de joasă tensiune, cît și în tehnica frecvențelor înalte. Cele mai mari posibilități de aplicare se găsesc însă în domeniul contactelor electrice, al circuitelor imprimate, al semiconductorilor și în tehnica tuburilor electronice, în domeniul diferitelor elemente de construcție, în tehnica frecvențelor înalte, al siguranțelor, al anozilor pentru electroliză și în domeniul protecțiilor catodice contra coroziunii.

4.1. Contacte electrice

Contactele placate cu metale nobile pot micșora la minimum sau pot chiar evita complet rezistența straturilor de oxizi care se formează pe suprafețele acestora în cazul trecerii curentului. Pe metale mai puțin nobile, pericolul formării oxizilor este accentuat, deoarece contactele întrebuințate sînt mai puțin sau mai puternic încălzite.

În multe probleme de curenți de joasă tensiune este important ca rezistența de contact să fie nu numai scăzută, ci și constantă, mai ales în acele cazuri în care puterile de contact sînt mici. Fluctuația valorii rezistențelor de contact provoacă deranjamente mai ales în telecomunicații și tehnica radio (de exemplu, întreruperi și vîjîituri). Evitarea fluctuației și cerințele atît de severe față de menținerea valorii constante a rezistenței de contact reușesc numai prin utilizarea metalelor nobile. De aceea, pentru piesele de contact se întrebuințează numai metalele nobile sau aliajele acestora chiar în formă masivă.

Utilizarea depunerilor galvanice ale metalelor nobile se cere atunci cînd este suficientă depunerea unor straturi subțiri pe piesele de contact și nu se produce coroziunea suprafețelor de contact cauzată de scîntei și arcuri electrice. Aceasta se întîmplă în cazul curenților extrem de mici ($\leqslant$ 100 mA) și tensiuni scăzute ($<$100 mV), în tehnica de radio și tehnica de mesaje, precum și în tehnica de măsurare și de reglare.

În afară de consumul mic de metale nobile este avantajoasă îndeosebi posibilitatea placării în locurile respective a metalului portcontact ștanțat anterior (de exemplu, arcuri) sau placarea tablei pentru arcuri, din care se ștanțează direct portcontactul. Un contact placat pe cale galvanică are avantajul, față de acela nituit, că rezistența de trecere dîntre contact și material portcontact este scăzută și rămîne scăzută. Față de această situație, între un metal portcontact și contact nituit se produce o creștere a rezistenței din cauza unor oxidări lente.

4.1.1. Contacte argintate. Argintul este un material ideal pentru contacte datorită rezistenţei sale specifice scăzute, greutăţii specifice mici şi a preţului redus. Singurul inconvenient al argintului — după cum am mai văzut — este tendinţa lui mare de a se acoperi în aer cu straturi de sulfuri şi oxizi. Aceste straturi, prin fluctuaţia valorii rezistenţei de contact, în circumstanţe determinate, pot duce la izolarea completă a suprafeţei. Întrucît în majoritatea cazurilor prezenţa sulfului este inevitabilă, utilizarea argintului este interzisă în cazul contactelor care trebuie să lucreze cu o siguranţă mare. Totuşi, în multe cazuri, argintul sau aliajele dure de argint sînt des întrebuinţate la o serie de întreruptoare rotative sau întreruptoare cu manipulator (de exemplu, contacte de comutare în tehnica radio). La aceste întreruptoare, contactul se realizează printr-o frecare puternică a ambelor piese de contact şi, întrucît forţele de contact sînt relativ mari, straturile de oxizi, eventual formaţi, se freacă la conectare (de exemplu, contact baionetă). Astfel de contacte se întrebuinţează pînă la intensităţi de curent de 1 A. Se va evita formarea scînteilor, prin care stratul de argint, în afară de uzura mecanică, cauzată de frecare, mai este supus şi unei coroziuni electrice.

Contactele de priză din bronz sau alamă, întrebuinţate des în tehnica curenţilor de joasă tensiune şi în electronică, sînt argintate. În aceste cazuri, stratul de argint serveşte numai pentru prevenirea coroziunii în timpul depozitării pînă la utilizare. De aceea depunerea unui strat subţire de argint este suficientă.

Un alt domeniu de utilizare a contactelor argintate se găseşte la aparatajele de comutare a curenţilor tari. La aceste aparate, piesele de contact sînt din Ag, Ag/CdO, Ag/Ni, iar portcontactul şi puntea de contact, din cupru sau aliajele lui.

În tehnica curenţilor tari, şinele de aluminiu se fixează de multe ori laolaltă prin înşurubare (legătura statică). În aceste cazuri este utilă o argintare prealabilă a locurilor de contact pentru înlăturarea pericolului de oxidare. Fără argintare, stratul de oxid de aluminiu format cauzează mărirea însemnată a rezistenţei de contact.

Pentru straturi galvanice de argint pe contacte electrice se alege, în general, o grosime de 1—50 microni.

4.1.2. Contacte aurite. Contactele aurite se întrebuinţează în acele cazuri în care nu se produce coroziunea electrică de contact (lipsa scînteilor şi arcurilor electrice, tensiuni şi intensităţi de curent extrem de mici), cînd se cere o siguranţă ridicată de comutare pe lîngă forţe mici de contact, scăzute şi constante şi, în ultima instanţă, dacă contactul se produce fără frecare. De multe ori însă, cu toate că straturile de aur îndeplinesc condiţiile de mai sus, totuşi nu sînt adecvaţi pentru întrebuinţare din cauza rezistenţei lor scăzute la uzură sau pentru pericolul formării „sudurii la rece". În aceste cazuri se întrebuinţează depunerile aliajelor de aur. La depunerea acestor aliaje, un pericol îl prezintă substanţele străine depuse concomitent cu aurul, care, la forţe scăzute de contact, pot provoca schimbarea rezistenţei de contact.

Placările de aur se mai întrebuinţează şi în cazuri extrem de critice (circuite imprimate pentru maşinile electronice de calcul), dacă nu este suficientă o argintare (în cazul pericolului formării sulfurii de argint) şi pentru diferite contacte de priză pentru a proteja acestea contra coroziunii în timpul depozitării lui.

Pentru contacte, grosimea straturilor de aur, în general, este de 0,2—20 microni. Straturile foarte subţiri servesc numai pentru o protecţie temporară contra coroziunii.

4.1.3. Contacte cu depuneri de rodiu. Rodiul se întrebuinţează la contacte numai sub formă de depuneri galvanice. Avantajul mare al depunerilor de rodiu constă în faptul că pe suprafaţa acestuia nu se produc straturi de oxid care să influenţeze reuşita unui contact bun şi că straturile depuse au proprietăţi mecanice însemnate. Contactele cu straturi de rodiu se pot întrebuinţa foarte bine la tensiuni şi intensităţi de curent scăzute, întrucît rezistenţa de contact rămîne — din cauza lipsei de oxizi — absolut constantă, iar rezistenţa la uzură a acestora este mult mai ridicată decît în cazul aurului.

În general, contactele de rodiu se întrebuinţează cu succes în tehnica măsurării şi reglării, cum şi în electronică şi tehnica frecvenţelor înalte.

4.1.4. Contacte cu depuneri de paladiu. În ultimul timp au apărut contacte cu depuneri de paladiu. Contactele paladiate au un strat intermediar de argint, au o rezistenţă însemnată contra coroziunii şi în atmosfere cu conţinut de sulf. Depunerile de paladiu sînt mai dense decît cele de rodiu.

4.2. Circuite imprimate

Sub denumirea de "circuite imprimate" se înţelege o combinaţie a unor legături, sîrme, conductori electrici cu elemente electrotehnice (condensatoare, rezistenţe, contacte, bobine etc.), pe o placă de bază izolată. Fără aceste elemente de construcţie, placa de bază izolată — numai cu legături, sîrme — se numeşte placa imprimată de conductori. Dintre multele posibilităţi de fabricare a acestor plăci imprimate se întrebuinţează mai mult următoarele metode :

— metoda galvanotehnică şi metoda corodării foiţei de metal.

În ambele cazuri, întrebuinţarea placărilor cu metale nobile are o vastă răspîndire. De exemplu, conductorii fixaţi prin presare pe placa izolatoare se supun, în majoritatea cazurilor, tratamentelor de înnobilare pe toată suprafaţa lor sau numai pe anumite părţi, pentru a

forma contacte electrice. Această înnobilare se obţine prin placarea galvanică a foiţei de cupru pe locurile unde vor fi trasate contactele.

În tabela 7 sînt cuprinse modalităţile mai principale de utilizare a suprafeţei unei plăci izolatoare pentru circuite imprimate.

Tabela 7

Metode pentru tratarea suprafeţelor contactelor de curenţi slabi şi a circuitelor imprimate

Metode de tratare	Grosimea stratului, μ	Scopul tratamentului
Argintare prin imersiune	< 1	protecţie anticorosivă în timpul depozitării
Argintare galvanică	1—50	contacte, intreruptoare
Aurire galvanică	1— 5	contacte cu sarcini reduse, cînd se cere o rezistenţă de contact scăzută şi o siguranţă mare de funcţionare. Protejarea contactelor cu priză în timpul depozitării
Nichelare galvanică + rodinire galvanică Argintare galvanică + rodinire galvanică	5—10 0,1— 5 5—20 0,1—50	contacte cu rezistenţă scăzută de contact şi rezistenţă mare la uzură, în special la intreruptoarele multiple, comutatoare, inele colectoare
Paladiere galvanică (eventual argintare galvanică anterioară)	circa 5	în atmosfere cu conţinut de sulf, contacte cu rezistenţă mare la uzură, contacte cu priză

4.3. Depunerile galvanice ale metalelor nobile în tehnica semiconductorilor

În ultimii ani, în electrotehnică au găsit o largă întrebuinţare redresoarele de siliciu şi germaniu, cum şi transistoarele de siliciu şi germaniu.

Metalele nobile îşi găsesc întrebuinţări vaste şi în tehnica semiconductorilor. Sistemele semiconductoare ale diodelor şi transistoarelor, cristalele de siliciu şi germaniu se montează, în general, pe suporturi cu dimensiuni reduse. Este important ca materialul suporturilor să aibă pînă la circa 200°C un coeficient de dilatare termică cît se poate de apropiată cristalelor de Si şi Ge, pentru evitarea variaţiilor de temperaturi provocate de încărcări electrice mari, care pot cauza desprinderea cristalelor de pe suporturi. Pentru confecţionarea suporturilor se întrebuinţează molibdenul, wolframul sau aliajul vacon (Fe-Ni-Co). Toate aceste trei materiale au un coeficient de dilatare asemănătoare cu Si şi Ge. Suporturile trebuie să fie, de asemenea, rezistente contra efectelor tuturor soluţiilor corosive cu care cristalele de semiconductori sînt tratate la montare. De aceea, suporturile din Mo, W sau vacon se acoperă cu un strat de aur. Aurul formează cu Si sau cu Ge aliaje eutectice cu temperatură de topire scăzută în aşa fel încît se produce o legătură tare între suport şi cristalul semiconductor. Concomitent, aurul are un efect protector contra atacului tuturor soluţiilor corosive.

Pentru a influenţa conductibilitatea cristalelor de Si şi Ge, acestora li se alătură un metal din grupa a III-a sau a V-a a Sistemului Periodic. Dacă suportul din Mo, respectiv vacon, se acoperă galvanic în loc de aur cu un aliaj de Au-Sb sau Au-Ge, se reuşeşte prin lipire mărirea conductibilităţii cerute.

Aurul, după cum s-a amintit, formează cu Si şi Ge un aliaj cu temperatură de topire scăzută (350, respectiv 370°C) şi nu deranjează proprietăţile electrice favorabile ale semiconductorilor. Depunerea de aur trebuie să fie complet lipsită de cupru, întrucît aceasta influenţează simţitor mecanismului conductibilităţii siliciului şi germaniului.

4.4. Întrebuinţarea metalelor nobile depuse galvanic la fabricarea tuburilor electronice

Tuburile electronice constau dintr-un catod incandescent, un anod şi din una sau mai multe grile, care sînt topite în tuburi din sticlă cu vid ridicat. La temperaturi ridicate (1 100—2 500°C), catodul emite electroni, care, în urma tensiunii anodice pozitive, se accelerează în aşa fel încît trec prin grilă spre anod. Grila, care are sarcina de a ghida curentul de electroni, este confecţionată din sîrmă de Mo-, W- sau Ni-Mn, cu un diametru de circa 50 microni. Nu toţi electronii, zburînd de la catod spre anod, trec prin grilă, o parte din ei deviind de pe suprafaţa sîrmelor grilei. Electronii care au o viteză de zbor foarte mare şi se lovesc de o suprafaţă metalică pot declanşa apariţia altor electroni din aceste suprafeţe, a aşa-numiţilor "electroni secundari". Un electron primar, în acest fel, poate declanşa apariţia unuia sau a mai multor electroni secundari. Bineînţeles, nu toţi electronii, loviţi de metal, provoacă emisia electronilor secundari. Dacă numărul electronilor primari este egal cu numărul electronilor secundari, randamentul electronilor secundari va fi $\eta = 1$, dacă este mai mic $\eta < 1$, dacă este mai mare $\eta > 1$.

Cu toate că randamentul electronilor secundari ai metalelor nobile masive nu diferă mult

de randamentul molibdenului și wolframului, se obține o scădere simțitoare a emisiei electronilor secundari (la 100—200 V) din grilaje, dacă acestea se acoperă cu un strat subțire de aur. Pentru tuburi mai ieftine se întrebuințează grile din sîrmă dintr-un aliaj de Ni-Mn acoperite cu argint, iar pentru tuburi prețioase cu randament mare, foarte des, sîrme de molibden cu depuneri de aur sau platină. Grosimea acestor straturi variază între 0,5 și 1 micron. Realizarea depunerii straturilor metalelor nobile se realizează cu metoda continuă de galvanizare.

4.5. Siguranțe fuzibile

Siguranțele fuzibile constau din sîrme sau benzi de cupru. Acești conductori, din cauza trecerii curentului, deja înaintea atingerii curentului de scurtcircuitare, se încălzesc și se oxidează peste puțin timp. Prin această oxidare se micșorează diametrul conductorului, urmată de o încălzire pronunțată. Căldura formată cauzează o oxidare și mai puternică. După puțin timp, din cauza diametrului foarte scăzut al conductorului, curentul se întrerupe deja la o valoare mai mică decît cea a curentului de declanșare. Pentru evitarea acestui fenomen, oxidarea se elimină prin argintarea galvanică a conductorilor.

4.6. Anozi de titan

Un interes deosebit prezintă în ultimul timp anozii de titan acoperiți cu platină.

Titanul are o rezistență mare față de efectele corosive ale acizilor și soluțiilor apoase alcaline; anozii de titan, într-un circuit de curent continuu, se acoperă cu un film de oxid rău conducător care închide trecerea curentului. Dacă însă titanul este acoperit cu un strat subțire, dar compact de platină, metalul astfel placat prezintă proprietățile unui anod de platină. Aceasta numai dacă stratul depus nu este lipsit de defecte mecanice.

Confecționarea anozilor de titan placați cu platină nu este un lucru simplu. Titanul — ca și aluminiul — necesită o pregătire specială înaintea galvanizării. Pentru depunerea platinei pe titan nu este suficient un strat intermediar ca și în cazul altor metale. Sînt cunoscute două metode care permit acoperirea titanului cu platină:

— corodarea în acid fluorhidric și imersarea titanului într-o baie de hidroxo-platină;

— acoperirea fără curent.

Anozii de titan acoperiți cu platină au trei domenii de utilizare:

— ca anozi, la obținerea electrolitică a clorului, cloratului și percloratului;

— ca anozi, în electrodializă, cum și la depunerea electrolitică a diferitelor metale din băi acide (Rh, Pa etc.);

— ca anozi, la protejări contra coroziunii (oxidări, ruginiri) a vapoarelor, clădirilor din oțel în apele din porturi.

5. Diferite procedee

5.1. Pregătirea suprafețelor

Înaintea procedeelor depunerii metalelor, piesele trebuie bine pregătite. După prelucrări anterioare (polizare, lustruire, ștanțare etc.), suprafețele ce vin acoperite prezintă totdeauna impurități, urme de ulei, țundăr, oxizi, care aderă puternic și care fac imposibilă depunerea altor metale pe aceste suprafețe.

În multe cazuri, pentru curățarea suprafețelor se întrebuințează prelucrări chimice (decapare, corodare) sau o prelucrare combinată chimico-electrolitică (polizare anodică). Dintre metodele mecanice amintim sablajul cu nisip sau cu alice, tobare pe cale umedă și polizare umedă.

Uleiul și grăsimile se îndepărtează cel mai bine cu tri — sau perclor — etilenă în fază de vapori.

Pregătirea suprafețelor se încheie întotdeauna cu degresarea electrolitică, timp de 10—30 s. Degresarea electrolitică asigură umectarea perfectă a suprafețelor și are un efect însemnat dacă piesele, după degresare, se galvanizează în băi alcaline sau cu cianuri. Dacă însă după degresare, piesele vor fi introduse în băi acide (rodiu, aur-acid, nichel, cupru-acid etc.), acestea se decapează în acid sulfuric diluat, pentru evitarea împurificării acestor băi cu urme de soluții alcaline.

5.2. Straturi intermediare depuse galvanic

În majoritatea cazurilor, înainte de a prevedea metalele de bază cu stratul definitiv depus galvanic, se aplică straturi intermediare pentru a atinge diferite scopuri. Astfel, fierul și oțelul, înainte de nichelare, se prevăd cu un strat de cupru dintr-o baie cu cianuri. Oțelurile inoxidabile se cuprează după activizare într-o baie acidă sau se nichelează înainte de a depune galvanic, de exemplu, un strat de aur. Alama, alpacaua și aliajele asemănătoare se introduc întîi într-o soluție alcalină de mercur, după care se argintează galvanic.

Straturile intermediare sînt necesare și indicate pentru multe scopuri. Ele măresc considerabil atît aderența metalului nobil depus galvanic, cît și rezistența metalului de bază contra coroziunii. În multe cazuri, întrebuințarea straturilor intermediare duce și la un consum mai scăzut de metale nobile.

5.3. Băi galvanice cu randament mare

Aceste băi, în timp scurt, depun straturi groase de metal. De asemenea, băile cu randament mare conțin substanțe, adaosuri care influențează calitatea depunerilor și permit

electrolitului o dispersie mai bună la densități de curent mai ridicat. Pe lîngă aceste avantaje, depunerile au un luciu puternic, uneori chiar luciu oglindă. Mai jos se redau cîteva rețete moderne pentru băile galvanice conținînd metale nobile.

Adaosurile pentru formarea luciului în băile de argint cu randament mare se pot grupa în cinci grupe mari :

— sulfură de carbon ;

— derivați ai sulfurii de carbon ;

— substanțe anorganice cu conținut de sulf, exemplu tiosulfat de sodiu ;

— substanțe organice cu conținut de sulf, de exemplu mercaptani ;

— sărurile seleniului și telurului.

Băile lucioase de aur au un conținut ridicat de aur (pînă la 50 g/l cianură de aur). Mai conțin și săruri ale nichelului, cuprului, zincului, cobaltului etc. în cantități mici și diferite substanțe organice, ca vanilină, tartrat de antimoniu și potasiu, polialcooli, amine etc.

Băile de rodiu pot fi alcătuite pe bază de sulfat, fosfat, sulfat-fosfat, fluoborat și sulfamat. Ca adaosuri speciale se întrebuințează oxalat de amoniu, citrat, lactat, tartrat sau benzoat de sodiu (potasiu).

Băile de platină pot fi pe bază de fosfat, azotit și platinat alcalin. Se utilizează densități de curent pînă la 1,3 A/dm^2. În băile de paladiu se adaugă deseori, în cantități mici diferite, acizi organici cu moleculă mare.

5.4. Electroliți fără curent

Băile arătate pînă acum depun metalul cu ajutorul curentului continuu (sursă exterioară de curent) pe piesele atîrnate drept catozi. În afară de aceste băi electrolitice există încă trei procedee pentru depunerea metalelor nobile și rare, care lucrează "fără curent". Aceste băi lucrează fără surse exterioare de curent însă în timpul lucrului și aici se produce curent electric.

A. *Argintarea sau aurirea prin imersiune*

Dacă într-o soluție fierbinte a unei săruri de argint (aur) se introduce o piesă dintr-un metal mai puțin nobil (alamă), din aceasta se dizolvă zincul sau și cuprul, iar argintul (aurul), printr-o reacție de cementare, se reduce conform schemei următoare :

$$2\ Ag^{+} + Zn = 2\ Ag + Zn^{++}.$$

Pe piese se depune argintul (aurul). Acest proces se petrece numai pînă în momentul în care suprafața este încă neacoperită, deoarece numai aceste suprafețe reacționează. Prin această metodă se pot depune straturi foarte subțiri, maximum cîteva zecimi de microni.

B. *Argintarea sau aurirea prin contact*

În acest caz se înlocuiește sursa de curent exterioară cu una interioară. Piesa se învelește cu o sîrmă sau bandă de aluminiu sau zinc, eventual piesele se așază într-un coș găurit confecționat din zinc sau aluminiu. Dacă piesele se introduc într-o soluție fierbinte conținînd metalul nobil sub forma unei sări solubile, între oțel și aluminiu (zinc) se formează un element galvanic, asemănător procesului ce se petrece într-o baterie uscată între zinc și cărbune (impregnat cu MnO_2). Tensiunea acestui element este suficientă pentru precipitarea metalului nobil pe suprafața piesei. O cantitate echivalentă cu zinc sau aluminiu trece în soluție sub formă de sare. Tensiunea elementului se mărește prin depunerea unui strat de metal nobil compact, ceea ce mărește viteza de depunere. Cu această metodă se pot obține grosimi pînă la 1 micron, în cazuri speciale și mai groase.

C. *Nichelarea fără curent*

Prin această metodă se obțin straturi groase de nichel, aur sau platină.

Aceste tipuri de băi, pe lîngă sarea metalică, conțin și substanțe puternic reducătoare. De exemplu, dacă într-un amestec de sare de nichel și hipofosfit de sodiu se introduce o piesă din oțel, se produce o diferență de potențial ; se formează anozi și catozi locali. Pe catodul local se depune nichelul metalic conținînd pînă la 9 % fosfor ; pe anodul local se oxidează substanța reducătoare, transportînd energia (curentul electric local) pentru depunerea nichelului din sarea de nichel. Reacția se petrece în două faze :

la anod : hipofosfit → fosfat + electroni ;

la catod : sare Ni + electroni → Ni (metalic) + + fosfură de Ni.

În acest caz deci substanța reducătoare face posibilă prezența electronilor liberi, necesari pentru depunerea nichelului.

Straturile din aceste băi pot avea grosimi și peste 1 micron.

Cel mai mare avantaj al acestor băi constă în faptul că pe orice suprafață complicată se depun straturi uniforme, ceea ce de multe ori nu se reușește în cazul băilor galvanice cu surse exterioare de curent.

Bibliografie

[1] *Holm, R.* Elektrische Kontakte. Berlin, Springer Verlag, 1958.

[2] *Seidel, G.* Gedruckte Schaltungen. Berliner Union, Stuttgart u. Berlin, Verlag Technik, 1959.

[3] Handbuch der Physik XXI. Berlin, Springer Verlag, 1956.

[4] *Gray, A. G.* și *Dettner, H. W.* Neuzeitliche galvanische Metallabscheidung. München, Carl Hanser Verlag, 1957.

[5] *Fischer, J.* Galvanische Edelmetallüberzüge. Saulgau, Eugen G. Leuze Verlag, 1958.

Intrat în redacție la 25. III. 1966

RECENZII

CZ 621.313.32.042.13

V. M. Kuţevalov. **Maşini sincrone cu poli masivi.** Ed. Academiei de Ştiinţe a R.S.S. Letonia, 1965.

În ultimul timp, maşina sincronă cu poli masivi sau cu poli masivi şi fără contacte cunoaşte o largă răspîndire pe un diapazon mare de puteri : de la fracţiuni de kW pînă la zeci de mii de kW.

Lucrarea lui V. M. Kuţevalov este consacrată expunerii rezultatelor activităţii de cercetare în acest domeniu, întreprinsă în Institutul de energetică al Academiei de Ştiinţe al R. S. S. Letonia, sub conducerea autorului, personalitate ştiinţifică recunoscută prin finalitatea şi originalitatea cercetărilor sale.

Lucrarea este împărţită în cinci capitole.

In introducere, autorul schiţează problemele care trebuie rezolvate în cazul maşinilor sincrone cu poli masivi pentru cunoaşterea caracteristicilor funcţionale ale acestora. Astfel, se arată că problema fundamentală constă în a calcula cîmpul electromagnetic în polul masiv în regimul asincron de funcţionare a maşinii sincrone (pornire, oscilaţii etc.).

Rezolvarea acestei probleme prezintă dificultăţi apreciabile dacă se consideră caracterul variabil al frecvenţei de magnetizare, neliniaritatea caracteristicii de magnetizare a polului, configuraţia piesei polare, prezenţa înfăşurării de excitaţie etc.

În capitolul I sînt examinate schemele electrice echivalente şi parametrii regimurilor asincrone ale maşinii sincrone cu poli aparenţi şi rotor masiv. În acest scop se introduce noţiunea de „impedanţă complexă magnetică" a unui circuit magnetic, ca raportul dintre amplitudinea complexă a t.m.m. care acţionează de-a lungul conturului magnetic respectiv şi amplitudinea complexă a fluxului magnetic, care circulă prin secţiunea acestui circuit, luîndu-se în considerare variaţia permeabilităţii magnetice pe înălţimea masivului feromagnetic, pierderile histerezis şi prin curenţi turbionari (formulele Neuman) ; de asemenea, se foloseşte noţiunea de „impedanţă electrică complexă" a unui conductor electric constituit dintr-un material feromagnetic.

În continuare se schiţează, într-un mod inedit, schemele electrice echivalente şi se definesc parametrii electrici şi magnetici ai acestor scheme după cele două axe de simetrie magnetică (d,q). Ar fi de dorit ca fundamentarea acestor scheme să cunoască o dezvoltare ulterioară în sensul corelării acesteia cu teoria celor două reacţii.

Capitolul al II-lea este consacrat expunerii schemelor electrice echivalente ale maşinilor sincrone cu poli aparenţi masivi, prevăzuţi cu inele frontale scurtcircuitoare sau cu segmente scurtcircuitoare.

În capitolul al III-lea sînt tratate schemele electrice echivalente ale maşinilor sincrone şi asincrone prevăzute cu ecrane magnetice. Maşinile electrice ecranate se deosebesc de celelalte prin prezenţa unui ecran care separă ermetic armătura statorului de cea a rotorului. Asemenea maşini găsesc o largă întrebuinţare în acele instalaţii unde există posibilitatea pătrunderii în interiorul maşinii a unor lichide sau gaze agresive. Maşinile sincrone ecranate pot fi construite numai cu poli masivi şi fără înfăşurare de excitaţie.

Astfel, se stabilesc expresiile parametrilor ecranului şi schemele electrice echivalente ale maşinii în regimul asincron de funcţionare după axele longitudinale şi transversale.

Ca un caz particular se stabilesc schemele electrice echivalente ale maşinii asincrone simplu şi dublu ecranate (şi statorul şi rotorul).

În capitolul al IV-lea sînt expuse schemele electrice echivalente şi sînt stabilite expresiile parametrilor maşinii sincrone cu poli masivi în formă de ghiară.

În capitolul al V-lea sînt expuse rezultatele cercetărilor experimentale efectuate pe şenile-prototip de motoare sincrone fără contacte cu poli masivi în formă de ghiară.

Bibliografia conţine referiri la 118 surse bibliografice sovietice şi străine.

În concluzie se poate aprecia că această lucrare reprezintă o contribuţie valoroasă la fundamentarea proiectării unei clase noi de maşini electrice cu multiple aplicaţii în domeniul acţionărilor electrice.

V. N. Nedelcu

CZ 621.314.222.3+621.314.224.3

* * * **Transformatoare de măsură** (Transformateurs de mesure). In : Rev. Gén. Elect., tom **75**, nr. 6, iunie 1966, p. 785—829.

Problemele privind funcţionarea transformatoarelor de măsură se tratează pe cuprinsul a trei articole cu următoarele titluri şi idei principale.

1. M. Pétard. Caracteristici de dorit pentru reductoarele de măsură din reţelele electrice interconectate în condiţii actuale şi viitoare de exploatare (Caractéristiques souhaitables pour les réducteurs de mesure des réseaux électriques d'interconnexion dans les contidions actuelles et prochaines d'emploi).

Se face o expunere asupra condiţiilor de alimentare a transformatoarelor de măsură în tensiune şi curent dintr-o reţea electrică interconectată.

Se examinează caracteristicile aparatelor de măsură comparîndu-le cu ceea ce ar fi de dorit să existe în exploatare. Se discută aspectele pozitive şi negative, indicîndu-se o corelare strînsă între beneficiar şi constructor de aparate pentru a se realiza tipuri de aparate cu caracteristici de dorit, ţinîndu-se seamă totodată de aspectele tehnico-economice.

2. J. Sohier, B. Gaillet şi H. Saint-Léger. Comportarea transformatoarelor de curent în regim asimetric de scurtcircuit (Comportement des transformateurs de courant en régime asymétrique de court-circuit).

Studiul teoretic efectuat, plecîndu-se de la unele ipoteze simplificatoare, permite să se explice comportarea transformatoarelor de curent în regim asimetric de scurtcircuit şi pune în evidenţă influenţa componentei fluxului magnetic de inducţie asupra componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit. Se examinează problema erorii transformatoarelor de curent în regim tranzitoriu şi rolul diverşilor parametri în această chestiune.

Se aplică metoda opoziţiei de tensiune şi curent şi se arată erorile obţinute, comparîndu-se eficacitatea metodelor utilizate. Compararea celor două metode se face ţinîndu-se seamă de schema practică de aplicare şi de posibilităţile de măsurare cu erori minime.

Se compensează rezultatele şi se fac recomandări pentru tipurile de transformatoare de curent propice alimentării corecte a diferitelor tipuri de relee.

3. J. C. Gougeuil. Comportarea reductoarelor de tensiune în regim tranzitoriu (Comportement des réducteurs de tension en régime transitoire).

După o scurtă prezentare a problemei se precizează că reproducerea fidelă a tensiunii unei reţele în regim tranzitoriu este o condiţie necesară pentru funcţionarea normală a protecţiei. Se discută apoi comportarea reductoarelor de tensiune şi se arată condiţiile particulare de utilizare. Totodată se fac consideraţii asupra performanţelor obţinute în prezent la transformatoarele magnetice şi capacitive, asupra celor ce ar trebui să le aibă în viitor şi încercările ce se recomandă să se facă periodic asupra acestor tipuri de aparate.

A. Carabulea

CZ 621.3.066.6:537.226.5

* * * **Contacte metal-dielectric** (Contacts métal-diélectrique). In : Rev. Gén. Elect., tom **75**, nr. 6, iunie 1966, p. 759—777, 24 fig., 64 ref. bibl.

Pe cuprinsul a trei articole se fac o serie de consideraţii teoretice şi practice privitoare la contactele metal-dielectric. Principalele probleme tratate sînt următoarele :

1. R. Coelho. Consideraţii teoretice asupra contactului metal-dielectric (Considérations théoriques sur le contact metal-diélectrique). După ce se arată posibilitatea transferului de electroni între suprafeţele metal-dielectric se studiază repartiţia teoretică a sarcinii şi a potenţialului în vecinătatea

imediată a unei bariere metal-dielectric în absența și apoi în prezența unui cîmp aplicat. Se trasează caracteristica voltampermetrică și a curentului tranzitoriu, dîndu-se indicații asupra modului de folosire.

2. C. Cherki și J. L. Mariani. Fenomene electrice tranzitorii în straturi de oxid anodic de tantal (Phénomènes électriques transitoires dans les couches d'oxyd anodique de tantale). Se stabilește expresia curentului tranzitoriu de sarcină și se arată fenomenele care apar la descărcarea curentului pe structuri de tipul tantal-oxid anodic-electrolit și tantal-oxid anodic-metal și pentru diverse tipuri de anozi. Se deduce legea de descărcare a curentului, precizîndu-se timpul de descărcare. Se ridică experimental caracteristicile fenomenelor care apar și se comentează rezultatele.

3. F. Kover și R. Nannoni. Oxidarea anodică a siliciului. Aplicarea la studiul admitanței structurilor metal-oxid-semiconductor (M.O.S.). (Oxydation anodique du silicium. Application à l'étude de l'admittance des structures métal-oxyde-semiconducteur) (M.O.S.).

In prima parte se descriu un proces de oxidare anodică a siliciului și cîteva proprietăți ale oxidului. Curentul care traversează oxidul sub influența unui cîmp electric ridicat respectă — dependent de timp — legea Curie-Schweidler și dependent de sarcină — legea lui Tafel ($\ln i \approx E$).

În partea a doua se introduce noțiunea de capacitate complexă ($\underline{C}$) pentru măsurarea și reprezentarea proprietăților unei structuri metal-oxid-semiconductor.

Se stabilește circuitul electric echivalent al structurii (M.O.S.) studiate care comportă o capacitate privind oxidul și siliciul și o impedanță Z, care se determină experimetal. Se indică apoi aplicațiile structurilor studiate.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 537.5 *Descărcări electrice*

CZ 537.528

Nicolopoulos, P. **Descăreări preliminare la dispozitivele cu electrozi „vîrf-vîrf" și „vîrf liber în spațiu" în uleiul de izolație la solicitarea cu o tensiune de impuls de 1,2/450** (Vorentladungen an den Elektrodenanordnungen „Spitze-Spitze" und „Spitze frei in Raum" in Isolieröl bei Beanspruchung mit einer Stosspannung von 1,2/450). In : Bull ASE **57**, nr. 13, 25 iunie, 1966 p. 565—573, 15 fig., 6 ref. bibl.

Studiul descărcărilor între electrozi de forme diferite ocupă un volum important în activitatea laboratoarelor de tehnica tensiunilor înalte datorită aplicațiilor pe care le au aceste rezultate în echipamentele pentru tensiuni înalte.

Se indică tensiunea disruptivă de 50% pentru unda de impuls pozitivă și negativă (tensiunea de impuls 1,2/450), ca și ridicarea caracteristicilor de impuls pentru electrozi vîrf-vîrf, după care rezultatele sînt comparate cu cele obținute cu electrozi vîrf-placă. Formarea și creșterea predescărcării, ca și declanșarea străpungerii sînt ilustrate prin figuri ale descărcărilor pe hîrtie sensibilă fixată în axa electrozilor ; experiențele s-au făcut pentru diferite tensiuni de impuls și timpi de rupere. Figurile descărcărilor permit, între altele, de a urmări declanșarea și creșterea acestora în timpul cînd se aplică tensiuni de impuls. Se mai menționează că viteza de propagare a figurilor caracteristice depinde de tensiunile de impuls și dispoziția electrozilor.

Fl. T.

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.32.016.351

Kostiuc, O. M. **Schema de structură a generatoarelor sincrone care lucrează pe o sarcină liniară simetrică** (Structurnaia shema sinhronogo generatora rabotainscevo na simmetrirnuin nagruzku). In : Elektricestvo, nr. 7, iulie 1966, p. 33—38, 6 fig. 3 ref. bibl.

După prezentarea stadiului de cercetare se arată posibilitatea întocmirii unor scheme optime și a modelelor matematice adecvate aplicării mașinilor electronice de calculat. Teoria prezentată se referă la generatoare electrice cu poli înecați. Se pleacă de la scrierea legăturilor dintre tensiunea la bornele generatorului și tensiunea electromotoare și se definesc parametrii utilizați în relațiile prezentate atît analitic, cît și grafic. Pentru o prezentare mai sistematică considerațiile se referă atît la regimul de lucru cînd sarcina este inductivă, cît și în cazul sarcinii pur active. Studiul se completează și cu aspectele generale ale problemei cînd sarcina este reactivă. Se dau relații și pentru regimul unei sarcini inductive și capacitive, arătîndu-se relațiile de curenți și tensiuni. În încheiere se indică relațiile generale de calcul al mașinilor sincrone care permit construirea unor scheme de funcționare cu structuri optime.

A. C.

CZ 621.313.322—81

Noser, R. **Turbogeneratoare și circuite auxiliare electrice** (Turbogeneratoare und elektrische Hilfsbetribe). In : Bull. ASE **57**, nr. 13, 25 iunie 1966, p. 575—582, 16 fig., 2 ref. bibl.

Dezvoltarea unor noi tipuri constructive de mașini electrice mari, de puteri unitare tot mai ridicate, pune nenumărate probleme, în special, la construcția turboalternatoarelor.

Prima parte a lucrării prezintă evoluția puterilor unitare a turboalternatoarelor în cursul ultimilor 40 de ani, semnalîndu-se tendințele actuale în acest domeniu. Se demonstrează motivele care au determinat introducerea hidrogenului și a lichidului ca mijloc de răcire și a răcirii directe rapide, a rotorului și statorului. Ca exemplificare se descriu cîteva mașini realizate și limitările lor.

În partea a doua a lucrării se trec în revistă diferitele tipuri de excitație a turboalternatoarelor, începînd cu cele clasice și terminînd cu cele bazate pe comutația statică.

Serviciile auxiliare ale uzinelor termice, care absorb aproximativ 5—7% din puterea produsă, sînt analizate în partea a treia a lucrării, în special, din punct de vedere al posibilităților tehnice de comutare a serviciilor auxiliare pe diverse surse de energie.

Fl. T.

CZ 621.315.1 *Linii aeriene*

CZ 621.315.1.016.352:518.5

Dolghinov, A. I., Stupeli, A. I. și Levina, L. S. **Algoritmul și programul de calcul al regimurilor tranzitorii al rețelelor electrice cu ajutorul mașinilor electronice cifrice** (Algoritm i programa rasceta na E.Ț.V.M. electromagnitnîh perehodnîi protessov v electriceskuh sistemah). In : Elektricestvo, nr. 8, august 1966, p. 23—29, 7 fig. 2 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a stadiului de folosire a mașinilor electronice cifrice pentru calcularea regimurilor tranzitorii electromagnetice în rețele se indică caracteristicile schemelor de calcul utilizate. Totodată se fac referiri la modul de stabilire a funcțiilor de tensiune și curent. Se aplică calculul matricial și se stabilește legătura dintre impedanță, respectiv admitanța circuitului considerat în regim tranzitoriu și mărimile electrice tensiune și curent. Se întocmește modelul matematic ce redă fenomenele din regimul tranzitoriu al rețelelor electrice, utilizînd diferite secheme propuse spre analizare.

Se calculează tensiunea şi curentul din circuitele supuse discuţiei şi se indică modelul matematic al fiecărui element din schemă (întreruptor, descărcător, reactoare pentru compensare, transformatoare). Exemplul de calcul scoate în evidenţă modul de aplicare a modelului matematic întocmit.

A.C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.384:621.313.017

Christen, A. **Aplicarea metodei calorimetrice pentru determinarea pierderilor maşinilor mari** (Die Anwendung der kalorimetrischen Methode zur Bestimmung der Verluste von Grossmaschinen). In : Bull. ASE **57**, nr. 15, 23 iulie 1966, p. 643—650, 8 tab., 8 ref. bibl.

După o analiză a metodelor pentru determinarea pierderilor maşinilor electrice mari, se prezintă metoda calorimetrică folosită la maşinile cu circuit de aer închis şi răcire indirectă cu apă, metodă care va fi curînd introdusă în Recomandările CEI. Această metodă prezintă avantajul esenţial de a preciza mai bine pierderile totale efective la încercarea în plină sarcină decît procedeul convenţional prin pierderi separate.

Se prezintă tehnica de măsură folosită şi gradul de precizie care poate fi obţinut. Pierderile separate şi totale rezultate din măsurările calorimetrice directe, efectuate pe mai multe maşini mari, au fost comparate cu rezultatele obţinute cu ajutorul unui procedeu convenţional bazat pe determinarea pierderilor separate. Acest fapt a dovedit că, din punct de vedere al preciziei de măsură, metoda calorimetrică directă de determinare a pierderilor este echivalentă cu procedeul prin pierderi separate. De asemenea, analiza pierderilor de sarcină şi ventilaţie a maşinilor sincrone, funcţie de temperatură, a furnizat date suplimentare interesante.

Fl. T.

CZ 621.317.785.083.7

Spälti, A. **O metodă pentru citirea la distanţă a contoarelor prin folosirea reţelei de curenţi tari** (Ein Verfahren für die Fernablesung vom Zählen unter Verwendung des Starkstromnetzes). In : Bull. ASE **57**, nr. 9, 30 apr. 1966, p. 415—419.

Experienţele făcute în domeniul telecomenzii centralizate au servit ca punct de plecare pentru realizarea unui sistem de citire la distanţă a contoarelor. Astfel, în telecomandă se transmit impulsuri de la un emiţător central pe reţeaua de distribuţie; aceste impulsuri sînt traduse în comenzi de receptoare dispuse în reţea.

Se analizează diferitele situaţii de funcţionare a ansamblului şi se prezintă bazele teoretice şi practice ale unui sistem de transmisie a informaţiilor, plecînd de la diferite pete ale reţelei spre un centru unde ele vor fi tratate automat. Studiul arată că această transmitere a informaţiilor este posibilă nu numai din punct de vedere tehnic, ci şi economic, atunci cînd se limitează la sectoare ale reţelei, care nu depăşesc o anumită putere.

Se definesc condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească echipamentele de emisie şi recepţie şi se descriu celelalte aparate folosite în instalaţie. Sistemul şi aparatele prezentate se pretează la realizarea unor scheme care să permită citirea la distanţă a contoarelor de energie electrică, de gaz şi apă, iar datele să poată fi introduse într-o maşină de calcul.

Fl. T.

CZ 621.6 *Mecanica lichidelor*

CZ 621.647.2:621.3.001.045

Voss, M. şi Harengel, H. **Instalaţii de ploaie pentru controlul protecţiei aparatelor electrice contra umidităţii** (Regeneinrichtung zum Prüfen des Feuchtigkeitsschutzes von Elektrogeräten). In : ETZ-B, nr. 5, martie 1966, p. 141—143.

În scopul verificării aparatelor electrice în ceea ce priveşte protecţia contra umidităţii, aparatele sînt supuse (conform prescripţiilor VDE şi CEE) unei ploi artificiale produse tot în baza indicaţiilor DIN şi IEC, de un rezervor perforat la partea inferioară şi lăsînd să picure apa în anumite condiţii. S-au semnalat însă dificultăţi referitoare la acest sistem. Astfel, orificiile se astupă, provocînd o cădere neregulată a ploii. Contra acestui inconvenient s-au luat diferite măsuri, care nu au dat însă rezultate satisfăcătoare. Dificultăţile apar, în special, la obiectele mai mari (maşini de spălat rufe etc.). De aceea, secţia de încercări VDE a construit — deocamdată experimental — un aparat care produce ploaia, constînd dintr-un tub, din care apa iese sub presiune trecînd printr-un disc cu orificii sau printr-o sită şi prefăcîndu-se după un anumit parcurs prin aer, în picături, care — la rîndul lor — pot cădea pe obiectul de verificat sub orice unghi dorit. Alegînd diametrul orificiilor şi presiunea apei, se poate obţine orice densitate de ploaie, prescrisă de regulamente.

Avantajele acestui nou sistem constau, în primul rînd, în faptul că se poate schimba unghiul din care vine ploaia şi că punctele atinse de ploaie variază permanent, cu atît mai mult cu cît piesa de verificat se roteşte în timpul controlului, fiind aşezată pe o masă rotativă. În încheiere se arată că aparatul se poate utiliza şi pentru verificarea rezistenţei la schimarea de temperatură, la globurile lămpilor exterioare supuse ploii.

Gh. C.

CRONICĂ

Sesiunea generală ştiinţifică jubiliară a Academiei Republicii Socialiste România

Lucrările sesiunii generale ştiinţifice, organizate cu ocazia sărbătoririi a 100 ani de viaţă academică în România, au început în ziua de 21 septembrie 1966 cu o şedinţă festivă de deschidere. În prezidiu au luat loc tovarăşii *Manea Mănescu*, membru supleant al Comitetului executiv, secretar al C.C. a. P.C.R., *Roman Moldovan*, vicepreşedinte al Consiliului de miniştri şi preşedinte al Consiliului Naţional al Cercetării Ştiinţifice, acad. *Miron Nicolescu*, preşedintele Academiei Republicii Socialiste România, acad. *Ştefan Bălan*, ministrul Învăţămîntului, acad. dr. *Aurel Moga*, ministrul Sănătăţii şi Prevederilor Sociale, *Pompiliu Macovei*, preşedinţele Comitetului de Stat pentru Cultură şi Artă, academicienii *Atanase Joja*, *Ştefan Milcu*, *Remus Răduleţ*, *Şerban Ţiţeica*, vicepreşedinţi ai Academiei, acad. *D. Dumitrescu*, secretar general, preşedinţii secţiilor şi filialelor Academiei Republicii Socialiste România, precum şi reprezentanţi ai unor Academii din alte ţări, veniţi la sărbătorirea Centenarului.

Tovarăşul *Miron Nicolescu*, preşedintele Academiei, a deschis lucrările sesiunii jubiliare printr-o scurtă cuvîntare, care a fixat momentul istoric şi importanţa aniversării în evoluţia ştiinţifică şi culturală a poporului român. Pe ordinea de zi figurau referatele tovarăşilor vicepreşedinţi ai Academiei Republicii Socialiste România privind dezvoltarea ştiinţelor tehnice şi biologice şi a ştiinţelor sociale în ţara noastră.

Tov. acad. Şerban Ţiţeica, vorbind despre *evoluţia ştiinţelor naturii*, a evidenţiat dificultăţile considerabile întîmpinate în trecut de către cercetătorii şi oamenii de ştiinţă români în condiţiile lipsei oricărui sprijin material şi moral din partea cercurilor conducătoare.

Realizări în științele naturii, avînd o continuitate, au început abia după Unirea Principatelor Române, crearea Academiei Române și trimiterea la studii în țări străine a unor tineri talentați. Școala română de matematici a fost creată astfel de Spiru Haret și David Emanuel, cea de astronomie de Nicolae Coculescu, cea de chimie de Petru Poni, cea de geologie de Gr. Cobălcescu, iar cea de geografie de Simion Mehedinți. În condiții grele, aceste școli s-au dezvoltat în secolul nostru și au ajuns la o deosebită strălucire, ca de exemplu școala de matematici prin activitatea creatoare și didactică remarcabilă a unor savanți ca Dimitrie Pompei, Gheorghe Țițeica, Traian Lalescu, Simion Stoilov. Urmașii și elevii lor au dezvoltat și lărgit sfera cercetărilor teoretice și aplicative în mod considerabil, tînăra generație de matematicieni români contribuind, în prezent, din plin la ridicarea prestigiului stabilit de acești mari precursori.

În astronomie activitatea de cercetare s-a dezvoltat pe un orizont mai puțin larg în funcție de dotarea cu bază materială.

În fizică cercetările s-au axat pe probleme ale corpului solid, în speță ale semiconductorilor și catalizatorilor; în fizica atomică, pe probleme teoretice și experimentale ale energiilor nucleare înalte, pe aplicarea izotopilor radioactivi în procesele de producție, pe combaterea coroziunii etc.

În geologie școala română a dispus încă din 1900 de un institut propriu, în care maeștri ca Mrazek și Murgoci au dus o activitate prodigioasă și au crescut o pleiadă de cercetători remarcați, mai ales prin lucrări privind geneza zăcămintelor de sare și petrol și formarea Munților Carpați. Lucrările de cercetare au fost încununate curînd de încheierea hărții geologice generale a țării.

În geofizică s-au realizat progrese mari, mai ales în ultimele decenii, prin elaborarea și aplicarea unor metode moderne de detectarea unor zăcăminte. Studiul atmosferei, inițiat de Ștefan Hepites la începutul secolului, s-a urmărit mai ales în cadrul Institutului meteorologic.

Geografia, singura disciplină din științele naturii, în care cercetările au o veche tradiție datorită lucrărilor lui Dimitrie Cantemir, a oferit un cîmp vast de activitate cercetătorilor, mai ales datorită orientării noi date de Simion Mehedinți. Oceanografia a fost și ea obiect de studiu. În prezent se lucrează intens la explorarea complexă a fundului Dunării secată la Șantierul complexului hidrologic și energetic de la Porțile de Fier.

Orientarea în perspectivă a cercetărilor în aceste domenii prevede stabilirea unei legături mai strînse cu sarcinile principale ale desăvîrșirii construcției socialismului, cu preocupările și nevoile poporului nostru, în conformitate cu directivele Congresului al IX-lea al Partidului Comunist Român și cu programul unitar al cercetărilor pe perioada 1966 — 1970, întocmit de Consiliul Național al Cercetării Științifice.

Astfel, în matematici, cercetările se vor axa, pe lîngă problemele fundamentale, în care școala românească are o tradiție recunoscută, pe analiza funcțională, teoria probabilității și informației, pe domenii din tehnica calculului și din statistică cu aplicații în producție, în economie, în planificare.

În fizică se vor cerceta, între altele, comportarea corpurilor la temperaturi foarte joase, supraconductivitatea, proprietățile macromoleculelor cu aplicare în mase plastice, a metalelor foarte pure, în special a semiconductorilor cu aplicații în tehnica electronică. De asemenea, se prevăd cercetări sistematice în domeniul explorării energiei nucleare.

„Chimia este mama industriei" spunea Nicolae Teclu, marele nostru chimist, prevăzînd parcă dezvoltarea uriașă a industriei chimice în țara noastră. Se prevede dozarea elementelor rare în rocile munților noștri, efectuarea de cercetări pentru descoperirea unor catalizatori noi pentru procese industriale. Este semnificativ că 150 acțiuni din programul unitar al cercetării se referă la probleme chimice, din care 80 numai la chimia macromoleculelor.

În geologie se prevede îmbinarea cercetării teoretice cu practica prospecțiunilor pe teren, efectuate cu metode moderne de investigație. Se vor elabora sinteze, pe regiuni mari ale țării, care să ușureze studiile tehnico-economice în vederea valorificării raționale a rezervelor subsolului. În meteorologie și climatologie, datele se vor prelucra cu mașini electronice de calcul, ceea ce va facilita prognoza pe perioade din ce în ce mai mari de timp. Se vor studia condițiile atmosferei foarte înalte cu ajutorul unor sateliți artificiali.

Realizările și perspectivele în științele tehnice au fost apoi prezentate de acad. *Remus Răduleț*. În trecut, aceste științe s-au dezvoltat mult mai încet decît științele sociale și artele, din cauza bazei materiale mult mai extinse de care au nevoie. Totuși poporul nostru nu a fost niciodată lipsit de inventivitate și a căutat să-și manifeste talentele tehnice și în cele mai vitrege condiții. Pe la sfîrșitul secolului trecut au apărut însă personalități deosebit de bine pregătite și de inspirate, care au ridicat în scurt timp prestigiul științelor tehnice românești.

Printre acestea se menționează, în domeniul construcțiilor civile, Anghel Saligny, constructor al podului de la Cernavoda, Mihail Romniceanu, Ion Ionescu, ilustru profesor. Elie Radu, inițiatorul unor elemente de poduri prefabricate și Ioachim Filipescu, cunoscut pentru calculul unor sisteme static nedeterminate.

În domeniul mecanicii și aviației avem (în mod surprinzător) trei mari precursori: Traian Vuia, Henri Coandă și Gogu Constantinescu, toți trei inventatori și realizatori cu totul remarcabili.

În domeniul electrotehnicii, Nicolae Vasilescu-Karpen și Constantin Budeanu au fost nu numai mari profesori, dar și cercetători cunoscuți peste hotare. Mai puțin se știe că Augusti Maior a brevetat, la începutul secolului, un sistem original de telegrafie multiplă cu frecvențe purtătoare.

Acestui potențial viu i s-au asigurat condiții superioare de dezvoltare în anii puterii populare. Datorită amplificării învățămîntului tehnic superior dispunem azi de circa 71 000 ingineri de toate specialitățile, care în laboratoare și uzine și-au însușit o experiență ce îndreptățește să prevedem îndeplinirea și aplicarea programului unitar de cercetări în acest cincinal.

Realizările după eliberare s-au concentrat asupra unor domenii în care am dispus de experiență. În extracția minieră și în prelucrarea minereurilor, prin flotație, s-au obținut rezultate foarte utile. În domeniul aero-și hidrodinamicii cercetări remarcabile s-au referit la profile supersonice, hipersustentația avioanelor, lubrificația cu gaze, teoria helicopterului, scurgerea lichidelor cu suprafață liberă, modelarea deversoarelor, ecluzelor etc.

În domeniul construcțiilor de mașini s-a cercetat arderea în cilindrii mașinilor cu ardere internă, s-au elaborat focare și arzătoare speciale de mare eficacitate, s-au perfecționat cazanele tip Vuia, s-au elaborat un ejector și o turbină specială pentru gaze cu presiuni diferite, s-au stabilit condițiile de funcționare optimă a cuptoarelor electrice, a mașinilor sincrone. Au lipsit cercetări experimentale în automatică, dar s-au construit două mașini electronice analogice.

Importanța cercetărilor în științele tehnice rezultă din faptul că 2/3 din pozițiile planului unitar al cercetării aparțin acestui domeniu, iar 75% din problemele respective sînt înscrise în planul de stat.

În perspectivă cercetările se vor orienta mai mult spre domeniul automaticii, inclusiv al sistemelor optimale și adaptive, al electronicii, pentru care se va înființa un nou institut. În celelalte domenii ale tehnicii se vor ataca probleme cu o deosebită importanță pentru dezvoltarea industriei noastre socialiste.

Realizările în științele biologice și medicale, precum și agrosilvice au fost prezentate de acad. *Ștefan Milcu*. În trecut activitatea de cercetare s-a dezvoltat mai mult în zoologie și botanică sub conducerea capilor de școală Grecescu și Brîndză. Instituirea speologiei ca disciplină separată este meritul mare al lui Emil Racoviță. Școala română de fitopatologie a fost creată și îndrumată de Traian Săvulescu, fost președinte al Academiei.

În medicină și chirurgie au apărut încă de la începutul secolului școli de renume conduse de oameni de știință cu reputație mondială ca Victor Babeș în citologie, Gheorghe Marinescu în neurologie, Francisc Rainer în anatomie și morfologie, Toma Ionescu în chirurgie, Ion Cantacuzino în virusologie, Constantin Parhon în endocrinologie. În anii puterii populare aceste școli și bunele lor tradiții au fost

amplificate și lărgite considerabil. Cercetări notabile s-au efectuat în antropogeneză și în genetica generală, în virusologie și inframicrobiologie, de exemplu, în reglarea neurohumorală a proceselor fiziologice și patologice la animale și la om, sau în combaterea bolilor hipertiroidiene. În perspectivă se prevăd cercetări privind zonarea ecologică, contribuția ADN în genetică, cercetarea algelor marine ca elemente nutritive etc.

În programul unitar de cercetare sînt prevăzute 290 teme din domeniul biologiei și medicinii. Membrii Academiei Republicii Socialiste România și unitățile de cercetare contribuie activ la îndeplinirea acestor sarcini importante.

Tov. acad. *Atanase Joja* a prezentat *orizontul cercetărilor românești în științele sociale*, insistînd asupra caracterului unic, atotcuprinzător al științei, care include între altele principiile organizării și evoluției ei, ceea ce Leibniz denumea *modus sciendi*. Contribuțiile românești în toate domeniile științelor societății au apărut și s-au consolidat mult înaintea acelor din științele naturii. Începînd cu istoria, *magistra vitae*, reprezentată în trecut prin cronicari, care a găsit în cadrul Academiei promotori celebri ca Xenopol și Nicolae Iorga, continuînd cu filozofia, în care Vasile Conta a știut să se orienteze clarvăzător, cu psihologia și aplicația ei la societate, sociologia, oamenii de știință români au contribuit la descoperirea începuturilor poporului român, a formării și dezvoltării limbii române, la stabilirea fazelor istorice prin care a trecut, în fine la dezvoltarea culturii și gîndirii lui.

În perspectivă se prevede întocmirea unor tratate de mare importanță pentru poporul nostru privind istoria limbii și literaturii române, istoria științei și istoria economiei românești, care împreună cu tratatele mari elaborate de Secțiile Academiei Republicii Socialiste România reprezintă un adevărat „Corpus scientiarum".

În economie se prevede perfecționarea metodelor economice și de organizare științifică aplicate în producție și în viața socială, studiul relațiilor cu țările socialiste și, conform principiului de coexistență pașnică, cu țările capitaliste. În sociologie se prevede extinderea experienței românești la explorarea mediului rural, în legătură cu marile transformări sociale și economice, care au loc în acest mediu ca urmare a industrializării.

În filozofie se vor mări condițiile desăvîrșirii construcției socialismului în țara noastră, situarea justă a omului contemporan și influența științei, tehnicii și civilizație moderne asupra comportamentului, gîndirii și puterii de creație a lui. Metodologiei științifice i se va acorda o deosebită atenție, în scopul valorificării mai eficiente a realizărilor atinse sub conducerea înțeleaptă și clarvăzătoare a partidului. Cercetări în logica matematică vor face legătura cu tehnica calculului, iar cele din teoria universalelor, cu economia și sociologia în continuă dezvoltare.

Lucrările sesiunii s-au desfășurat apoi pe secții în zilele următoare, concluziile fiind trase de acad. Miron Nicolescu, președintele Academiei Republicii Socialiste România.

Acad. dr. doc. șt. tehn. *Aurel Avramescu*

Expoziția industrială a Republicii Populare Bulgaria

Organizată în București, între 1 și 13 noiembrie a.c., această expoziție a dat posibilitatea numeroșilor vizitatori să cunoască îndeaproape realizările Republicii Populare Bulgaria în domeniul metalurgiei, chimiei, construcțiilor de mașini, industriei electrotehnice, ușoare și farmaceutice.

Exponatele acestor ramuri industriale au putut fi văzute în standurile organizate de marile întreprinderi industriale RUDMETAL, CHIMIMPORT, TEHNOEXPORT, MAȘINOEXPORT, INDUSTRIALIMPORT, FARMOCHIM etc.

Industria electrotehnică bulgară a făcut în ultimii ani progrese însemnate. În prezent, progresul tehnic al acestei ramuri industriale este asigurat de activitatea celor 14 institute de cercetări științifice și de cele 52 de laboratoare cu profil electrotehnic.

Dintre produsele electrotehnice, prezente în standurile întreprinderii ELECTROIMPEX, o mare parte sînt destinate exportului. De o bună reputație se bucură, atît în interiorul Bulgariei, cît și peste hotare, transformatoarele, motoarele electrice și aparatura de voltaj înalt. Gama largă de motoare electrice expuse aparține unor uzine constructoare specializate în diferite tipuri : uzina de motoare electrice micro din LOVECI, uzinele de motoare electrice asincrone din PLOVDIV și SOFIA, uzina din orașul TROIAN.

În standurile ELECTROIMPEX au putut fi, de asemenea, văzute contactoare cu ulei, noi modele de generatoare, centrale telefonice automate, siguranțe de înaltă putere, cabluri etc.

Prin linia lor elegantă, au atras admirația vizitatorilor aparatele de radio și televizoarele, dintre care vom menționa : aparatele de radio „Simfonia", „Melodia", „Lira 10", „Armonia", precum și televizoarele „Pirin" cu diagonala de 47 cm, „Sofia" cu diagonala de 58 cm, „Vitoșa" cu diagonala de 65 cm.

În standurile ELECTROIMPEX au fost expuse și produsele electrocasnice : cuptorul electric „Mecita", soba electrică „Briz", diferite reșouri, mașini de călcat, acestea fiind numai cîteva dintre numeroasele exponate din categoria menționată.

Marea întreprindere economică de stat, specializată în producția și desfacerea mașinilor de transportat și ridicat, „BALCANAR"-ul, a expus o gamă largă de mașini, produse ale celor 25 de uzine, două institute de cercetări științifice și șase baze de experimentare.

Dintre electrocarele expuse demne de reținut sînt tipurile EN-151-1 care pot transporta și ridica greutăți pînă la 2 t (înălțime de ridicare 125 mm), EN-161, care transportă greutăți pînă la 5 t (înălțime de ridicare 125 mm), EV-70, din categoria electrocarelor cu posibilități de ridicare la înălțimi mari (greutăți de 2 t la înălțimea de 3 200 mm) etc.

Alături de electrocare, în standurile aceleiași întreprindri, au putut fi văzute și modele de motocare acționate de motoare cu benzină sau motoare Diesel, ca și o gamă variată de electropalane.

Deosebit de apreciate au fost mașinile agricole expuse în standurile întreprinderii AGROMAȘINA. Tractorul cu șenile „Bolgar TL-30 A", expus alături de numeroasele dispozitive atașabile, a făcut o bună impresie. De altfel, acest tractor a fost distins cu medalia de aur la expoziția de tehnică agricolă care a avut loc în acest an la Moscova.

Bogat reprezentată la expoziție, a fost și industria bulgară constructoare de mașini-unelte. Astfel, în standurile întreprinderii comerciale de stat MAȘINOEXPORT au putut fi văzute strungurile „S 5 M", „S 10 M", „S 11 M", „SD-001", „SU-312", „Atlas", „Dunav", mașini de frezat de diferite tipuri, mașini de rectificat, mașini de găurit, prese hidraulice de 10 și 30 t, prese excentrice de 25 și 63 t etc.

Deosebit de interesantă este mașina de filetat și broșat „Ros — OL", premiată cu medalia de aur la ediția de primăvară din acest an a Tîrgului de la Leipzig, producție a constructorilor bulgari.

Construit după licența firmei franceze „Renault", turismul prezentat la expoziție a atras privirile vizitatorilor.

În standurile întreprinderilor CHIMIMPORT și RUDMETAL au fost expuse produse ale industriilor chimice și, respectiv, metalurgice, domeniu în care Republica Populară Bulgaria a făcut în ultimii ani însemnate progrese.

Exponatele întreprinderii INDUSTRIALIMPORT — produse textile și confecții — au reținut atenția prin calitatea și varietatea lor.

Medicamente de producție bulgară, apreciate în numeroasele țări în care sînt exportate, au fost expuse de întreprinderea FARMOCHIM.

În ansamblu, expoziția industrială a Republicii Populare Bulgaria, oglindă a marilor succese economice cu care poporul bulgar a întîmpinat cel de-al IX-lea Congres al Partidului Comunist Bulgar, s-a bucurat de un binemeritat succes în rîndurile specialiștilor și ale publicului numeros din capitala țării noastre.

SCURTE ŞTIRI

Noi progrese în dezvoltarea supraconductoarelor utilizate în electrotehnică. În 1961 au fost realizate supraconductoare dure cu ajutorul cărora s-au construit electromagneţi pentru inducţie magnetică de peste 100 kGs. O dificultate încă neînvinsă era faptul că la o bobină supraconductoare curentul critic (la care supraconductibilitatea dispare) este mai mic decît la un conductor rectiliniu (neînfăşurat).

După noul procedeu, la care acest dezavantaj dispare, partea supraconductoare a bobinei este compusă din niobiu + 25% zirconiu, este înfăşurată într-o manta de cupru şi ţinută în heliu lichid la 42 °K. La un deranjament local al supraconductorului, mantaua de cupru reprezintă o rezistenţă paralelă şi conduce temporar curentul. Dacă între heliu lichid şi mantaua de cupru există un bun contact termic, conductorul interior se poate răci din nou şi poate prelua întregul curent în stare de supraconductibilitate.

Din: ETZ–B, nr. 17. 1965.

Cel mai mare şi cel mai greu generator electric din lume a fost construit de către General Electric Co. din S.U.A. Cu o putere de 724 MVA şi cîntărind 332 t, generatorul va alimenta un oraş cu o populaţie de 600 000 locuitori din statul Ohio. El a fost transportat pe calea ferată într-un vagon special şi reprezintă piesa cea mai grea, care a fost transportată vreodată, într-un singur bloc, pe căile ferate americane.

Din: ETZ–B, nr. 17, 1965.

Acţionarea cu mai multe motoare comandată prin transistoare pentru maşina cea mai mare de fabricat hîrtie din Europa. O acţionare multimotoare, comandată prin transistoare, va fi furnizată de către Siemens pentru o maşină de fabricat hîrtie a firmei suedeze Svenska Cellulose A. B. Maşina instalată la fabrica de hîrtie Ortviken din Suedia va fi cea mai mare maşină pentru fabricarea hîrtiei de ziare din Europa. Viteza maximă de lucru este de 915 m/min, iar lăţimea sitei de 8 500 mm. În această maşină, 11 tiristoare comandate complet automat vor alimenta 28 de motoare de curent continuu cu o putere totală de 4 400 kW. Pentru sincronizarea funcţionării motoarelor sînt prevăzute regulatoare analoge cu transistoare de înaltă precizie.

Din: ETZ–B, nr. 17, 1965.

INFORMAŢIE

Societatea minieră şi siderurgică germană organizează împreună cu asociaţia de muncă „Contacte electrice", în colaborare cu institutul de cercetări pentru materiale speciale de prelucrare din Dresda, cea de-a treia sesiune, intitulată:

„CONTACTE ÎN ELECTROTEHNICĂ"

Sesiunea se va ţine la Berlin între 25 şi 27 aprilie 1967, cu participare internaţională.

La sesiune se vor discuta următoarele teme:

1. Probleme de bază;

2. Probleme legate de materiale de prelucrare;

3. Tehnologie, contracţie şi mod de funcţionare a contactelor.

Cererile de participare se vor adresa la:

Geschäftsstelle der Gesellschaft Deutscher Berg– und Hüttenleute, 102, Berlin, Wallstrasse, 68.

Se vor prezenta scurte referate cu o durată de expunere de maximum 15 minute. Titlurile acestor referate şi un rezumat al lor trebuie să fie trimise pînă la 1.XII.1966, d-lui dr. A. Hentsch, Forschungsinstitut für metallische Spezialwerkstoffe, 8032 Dresden, Helmholtzstrasse, 20.

Termenul de predare a manuscriselor pentru tipărire este de 1.II.1967.

MAGYAR ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS CENTRUM

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr.doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Al. Greceanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. R. Răduleţ; ing. St. Ţiganetea; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul de virament: Publicaţiile Tehnice M.I.C.M. — cont 026.002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" str. Brezoianu, nr. 23–25, Bucureşti, C. 4001.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965

SOMMAIRE

CD 061.3 : Academia (498) „1866-1966"

Session solennelle consacrée au centième anniversaire de l'Académie de la République Socialiste de Roumanie.

Electrotehnica **14**, no. 12, dec 1966, p. 429–430

CD 621.3.011.6 :538.56

Avramescu, A. : **La définition de la durée de la réponse des systèmes oscillants amortis.**

Electrotehnica **14**, no. 12, dec 1966, p. 431–436

La constante de temps ariale de la réponse transitoire d'un système linéaire s'annule, au lieu d'être infinie pour caractériser l'instabilité. L'auteur propose d'adopter la constante de temps ariale du lieu des valeurs maxima de l'erreur qui peut être mise en corrélation avec la temps calme du système. On démontre en prenant comme exemple le système de second ordre, que la proposition donne des résultats corrects jusqu'à des valeurs de l'erreur pour lesquelles les deux constantes de temps sont égales.

CD 621.315.616.96.048.81

Nicola, Gr. : **Matériaux de pressage mélaminoformaldéhydiques modifiés pour des besoins électrotechniques.**

Electrotehnica **14**, no. 12 dec 1966, p 437–442

On présente de nouveaux types de matériaux de pressage mélaminoformaidéhydiques modifiés, auxquels on additionne des substances de nature organique et inorganique ayant de bonnes propriétés électriques et mécaniques dans les milieux à humidité élevée, résistants à l'arc électrique, nécessaires à la construction des machines et d'appareils électriques.

On présente en même temps, les propriétés de ces matériaux dans les conditions normales de température, dans l'eau et à une humidité relative de 95 ± 3%.

CD 518.5.001.57 : 621.317.4 : 538.639

Fränkel, D., Wagner, E. et *Grün, U.* : **Le modelage des polynômes à coefficients constants à l'aide des traducteurs magnétorésistifs.**

Electrotehnica **14**, no. 12, dec 1966, p. 443–448

On discute la possibiiité d'utiliser les traducteurs magnétorésistifs pour le modelage des polynômes à coefficients constants, ce qui offre l'avantage de réduire le nombre de traducteurs et d'amplificateurs intermédiaires.

CD 621.317.42.088.6 :538.632

Şora, C. et *Heller, A.* : **Contributions concernant la compensation de l'influence de la température sur la tension Hall.**

Electrotehnica **14**, no. 12, dec 1966, p. 449–454

On présente une méthode originale de compensation de l'influence de la température sur la tension Hall, méthode basée sur l'utilisation, dans la construction du circuit magnétique du générateur Hall, d'un shunt magnétique en thermaloy. La méthode proposée requiert une construction simple et présente aussi l'avantage de ne pas agir sur les circuits de commande et Hall. Les expériences effectuées démontrent l'efficacité de la méthode proposée.

CD 621.357.75 :621.312

Grünwald, E. : **L'utilisation et la déposition galvanique des métaux rares et nobles dans l'industrie électrotechnique.**

Electrotehnica **14**, no. 12, dec 1966, p. 455–462

On présente les propriétés physiques et chimiques des métaux précieux ainsi que les domaines d'utilisation de ces métaux dans l'industrie électrotechnique. On insiste sur leur emploi pour les contacts électriques, les circuits imprimés, les semiconducteurs et les tubes électroniques. Pour clore, on présente aussi différents procédés de déposition de métaux précieux.

COMPTES RENDUS ● EXTRAITS ● CHRONIQUE ● BRÈVES NOUVELLES

CONTENTS

DC 061.3 : Academia (498) „1866–1966"

Special session celebrating the centenary of the Academy of the Socialist Republic Rumania.

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 429–430

DC 621.3.011.6 :538.56

Avramescu, A. : **Defining the response time of damped oscillating systems.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 431–436

The areal time constant of oscillating linear systems transient response becomes zero, when it should be infinite, characterizing instability. The authors proposal is to consider as response quality criterion the areal time constant of the locus of maximum error values which can be closely related to the systems settling time. The example of the second order system yields correct results up to error values for which both time constants are equal.

DC 621.315.616.96.048.81

Nicola, Gr. : **Melaminoformaldehydic pressing materials modified for electrotechnical purposes.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1866, p. 437–442

Some new types of modified melaminoformaldehydic pressing materials with organic and inorganic filling material displaying good electrical and mechanical properties in very humid areas and resistance to the electric arc, necessary to the electric machine and switchgear building industry are presented.

Their properties under normal temperature conditions, in water and at relative humidity of 95 ± 3% are also described.

DC 518.5.001.57 : 621.317.4 : 538.639

Fränkel, D., Wagner, E. and *Grün, U.* : **Modelling the constant coefficient polynoms with magnetoresistive transducers.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 443–448

The possibility of using the magnetoresistive transducers for modelling the constant polynom coefficients with the advantage of reducing the number of intermediate transducers and amplifiers is discussed.

DC 621.317.42.088.6 :538.632

Şora, C. and *Heller, A.* : **Contributions to the compensation of temperature influence on the Hall voltage.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 449–454

An original method of compensating the influence of temperature on the Hall voltage based on the utilization in the construction of the magnetic circuit of the Hall generator, of a thermalloymade magnetic shunt is described. The method suggested requires a simple construction furthermore presenting the advantage of non acting on the control and Hall circuits. The tests carried out demonstrate the effectiveness of the method suggested.

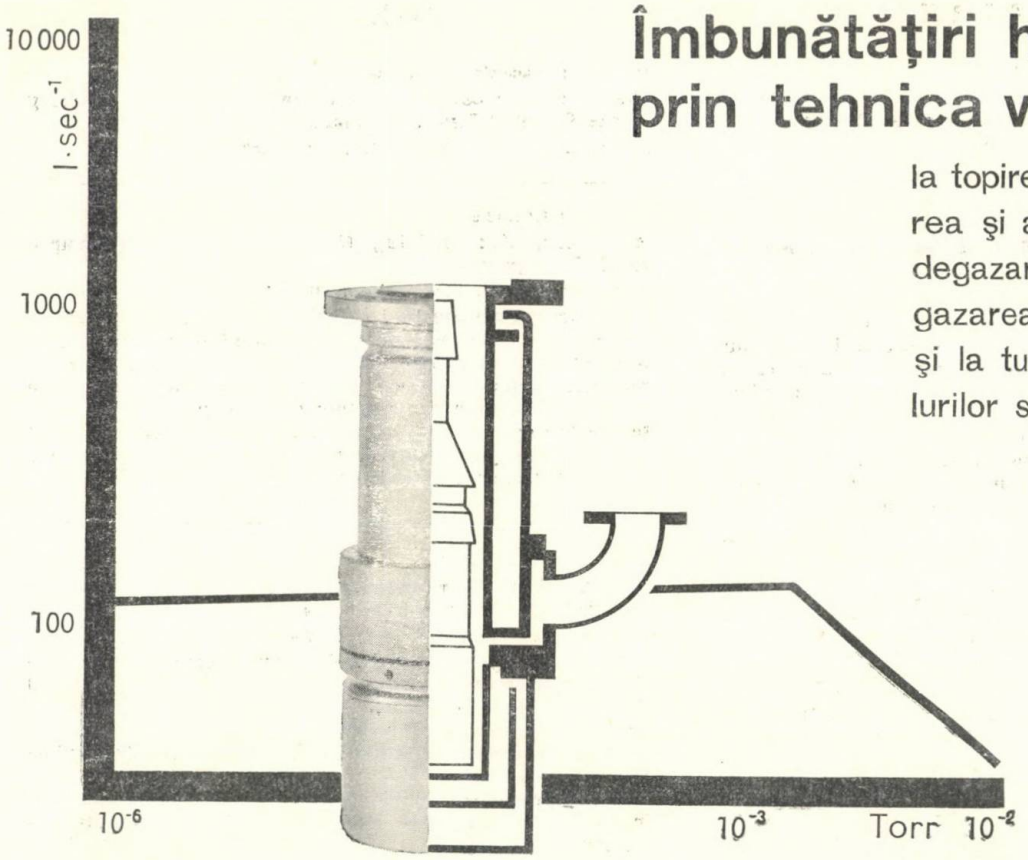
DC 621.357.75 :621.312

Grünwald, E. : **The utilization and galvanic deposit of rare and noble metals in the electrotechnical industry.**

Electrotehnica **14**, nr. 12, dec 1966, p. 455–462

The physical and chemical properties of the precious metals and their utilization fields in the electrotechnical industry are presented. Particular stress is laid on their utilization in electric contacts, printed circuits, semiconductors and electronic tubes. Several precious metal depositing processes are also described.

REVIEWS ● ABSTRACTS ● CHRONICLE ● BRIEF NEWS



Îmbunătăţiri hotărîtoare prin tehnica vidului înalt

la topirea în vid, la sinterizarea şi alierea metalelor, la degazarea metalelor, la degazarea topiturilor, precum şi la turnarea în vid a oţelurilor speciale.

Pompa noastră de difuzie cu ulei, de vid înalt, HVPO-120

serveşte pentru producerea de viduri înaintate de ordinul de mărime a 10^{-3} pînă la 10^{-7} torr. Domenii de aplicabilitate: instalaţii de depunere prin evaporare, aparate electrono- şi ionooptice, cuptoare cu vid înaintat, microscoape electronice, bancuri de pompare pentru industria de lămpi cu incandescenţă şi tuburi electronice.

VEB Carl Zeiss JENA

CARL ZEISS JENA

Reprezentanţa noastră de pe lîngă Secţia Comercială a Ambasadei R.D.G., Bucureşti, str. Demarat 8, raion Tudor Vladimirescu, telefon: 21.68.42

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313

Grool, J. D. **Servomotoare de curent continuu.** In : Revue A **VIII**, nr. 1, 1966, p. 20—27, 1 fig., 3 tab., 5 graf.

CZ 621.313.2.042

Wessel, R. **Circuitul magnetic al maşinii de c.c.** In : Elektromeister **19**, nr. 2, ian 1966, p. 74—76, 5 fig.

CZ 621.313.2.044.6

Blazek, Z. şi *Fiedler, J.* **Determinarea numărului de poli la maşina de curent continuu din punct de vedere economic.** In : Electrotechn. Obz. **55**, nr. 1, ian 1966, p. 34—40, 1 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.313.323.018.14[

Moore, R. C. **Motoarele sincrone îmbunătăţesc factorul de putere.** In : Power **110**, nr. 12, dec 1965, 6 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.33.004.2

Mandrîkin, S. **Conectarea motoarelor electrice asincrone monofazate la reţeaua monofazată.** In : Energhetik **14**, nr. 2, febr 1966, p. 21—23, 3 fig., 1 tab.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314 :621.382.2 :621.3.064.1

Wells, R. **Curenţii de scurtcircuit în echipamentele de redresare.** In : Elect. Times **149**, nr. 4, 27 ian 1966, p. 125—131, 7 tab.

CZ 621.314.22.08.027.3

Petry, H. **Securitatea de funcţionare a transformatoarelor de măsură de înaltă tensiune şi verificarea lor prin încercare.** In : Electrotechn. Z (ETZ-A) **87**, nr. 10, 13 mai 1966, p. 313—322, 10 fig., 27 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.227

Ulz, J. **Impregnarea cablurilor cu înfăşurări inflamabile.** In : Elektro-Praktiker **20**, nr. 1, ian 1966, p. 12—14.

CZ 621.315.615[

Uşakov, V. Ia. **Caracteristicile tensiune-curent ale unor dielectrici lichizi.** In : Izv. VUZ. Energhetika **9**, nr. 1, ian 1966, p. 15—19, 4 fig., 3 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.315.616.001.5

Konobievski, I. D. **Dependenţa rigidităţii dielectrice a unor materiale plastice de viteza de creştere a tensiunii.** In : Elektrotehnika **37**, nr. 1, ian 1966, p. 47—49, 5 fig.

CZ 621.315.616.96

Brinkmann, K. **Răşinile epoxidice şi întrebuinţarea lor pentru disjunctoarele şi instalaţiile de înaltă tensiune.** In : Conti Elektro-Ber. **12**, nr. 1, ian — mar 1966, p. 37—44, 9 fig.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.542.3

Mentel, F. **Un program de comandă şi semnalizare cu o mare scară de variaţii.** In : Conti Elektro-Ber. **12**, nr. 1, ian-mar 1966, p. 86—90, 23 fig.

CZ 621.316.543.2

Burkard, Th. **Intreruptoare pachet.** In : Conti Elektro-Ber. **12**, nr. 1, ian-mar 1966, p. 81—85, 11 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.57 :621.316.344 (09)

Klemm, W. şi *Patzak, K.* **Schimbări în construcţia disjunctoarelor şi în instalaţiile de distribuţie de tensiune medie.** In : Conti Elektro-Ber. **12**, nr. 1, ian-mar 1966, p. 20—36, 40 fig.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.39 : 531.7 + 621.398 :654.94

Luft, H. **Transmisia fără fir a valorilor de măsură provenind de la piesele maşinii în mişcare.** In : Elektronik **15**, nr. 2, feb 1966, p. 43—46, 8 fig.

CZ 621.317.39 :536.532 :677

Wagner, F. **Măsurarea fără atingere a temperaturii, ca mijloc auxiliar în desfăşurarea producţiei.** In : Elektro-Technik **48**, nr. 1, ian 1966, p. 1—3, 5 fig.

CZ 621.317.39 :681.121.89 :61.121.7

Ernst, G. **Executarea măsurărilor pe cale electrică a mărimilor de cantitate şi de debit.** In : Elektro-Technik **48**, nr. 1, ian 1966, p. 1—4, 11 fig., 18 ref. bibl.

CZ 621.317.7.084

Whytney, W. B. **Carcasele antideflagrante ale aparatelor electrice.** In : Elect. Rev. **178**, nr. 4, 28 ian 1966, p. 126—129, 3 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.317.755 — 772.4

Funk, H. şi *Lüdke, E.* **Un osciograf cu bandă largă, ansamblu conectabil cu sertare.** In : Elektronik **15**, nr. 1, ian 1966, p. 20—24, 6 fig.

CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.318.134

Hroudny, L. **Ferite cu nichel având ciclu de histerezis de tip perminvar.** In : Slaboproudy Obz., nr. 1, ian 1966, p. 26—31, 12 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.318.134—501.222 :681.142.079

Czaputa, B. **Memoriile magnetice în tratarea informaţiei.** In : Elektronik **15**, nr. 3, mar 1966, p. 77—80, 5 fig.

CZ 621.318.57 :621.382.3

* * * **Proiectarea circuitelor de comutare cu transistoare.** In : Radiotechnika **16**, nr. 2, febr 1966, p. 42—44, 6 fig.

CZ 621.327 ILUMINATUL ELECTRIC

CZ 621.327.534.08

Saricev, G. S. şi *Gavrilkina, G. N.* **Determinarea spectrului de radiaţie a coloanei negative a descărcării mercurului la înaltă presiune.** In : Svetotehnika **12**, nr. 2, feb 1966, p. 4—8, 7 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.327.9.031.4

Barisnikov, V. G. **Despre procesul tranzitoriu al radiaţiei lămpilor cu impulsuri.** In : Svetotehnika **12**, nr. 2, feb 1966, p. 8—12, 5 fig., 1 tab., 17 ref. bibl.

Instrumente de măsură electrice și termice pentru măsurări în uzine și laboratoare

Instrumente pentru tablouri de comandă, aparate de măsură portabile de mare precizie, ampermetre, voltmetre și wattmetre, punți de măsură de mare precizie, aparate universale, regulatoare de temperatură, aparate de înregistrat temperatura, compensatoare termice elemente termice și termometre de rezistență

METRIMPEX

Intreprindere ungară pentru comerț exterior, pentru produsele industriei de instrumente

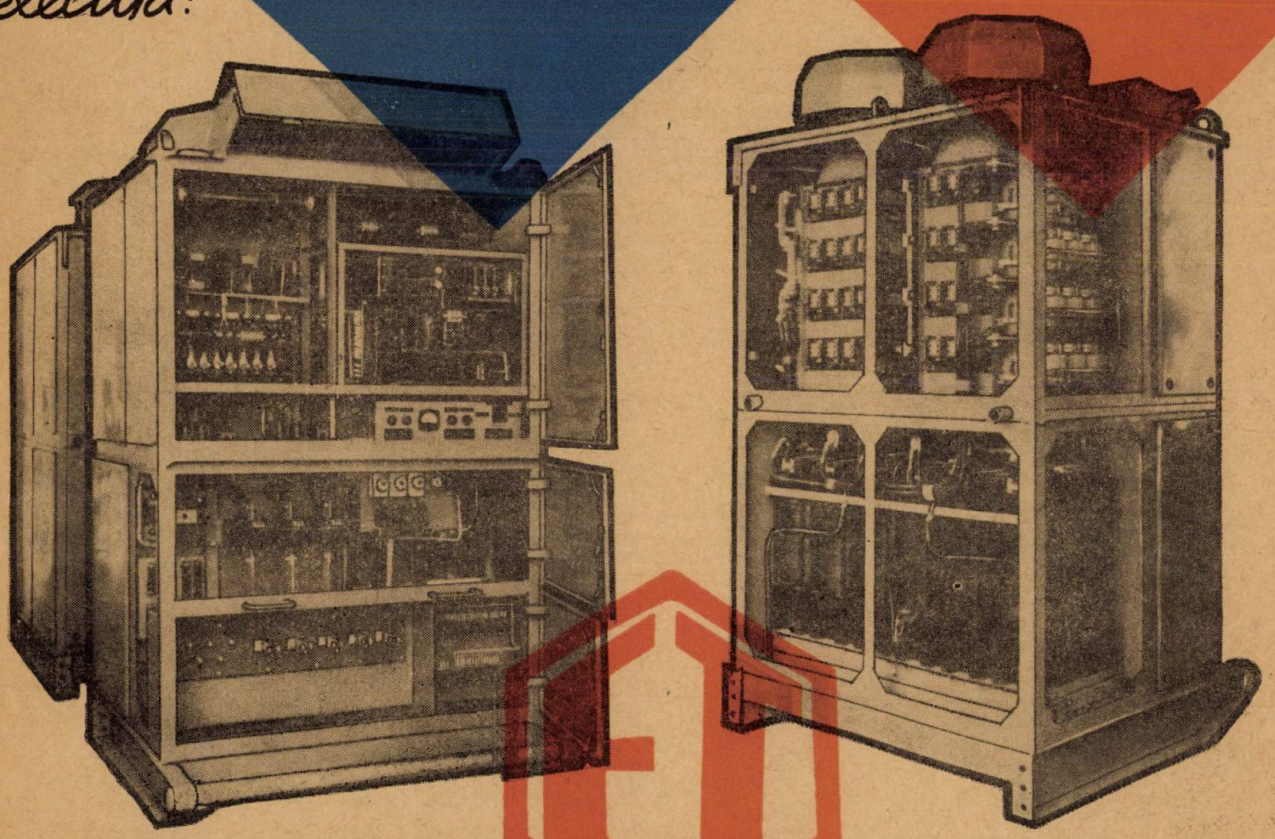
Adresa: Budapest 62, Postfach 202 — Ungaria
TELEX: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX
M
BUDAPEST

ELECTROTEHNICA

BUCUREȘTI, Str. ORHIDEELOR 27-29, telefon 164860

execută:

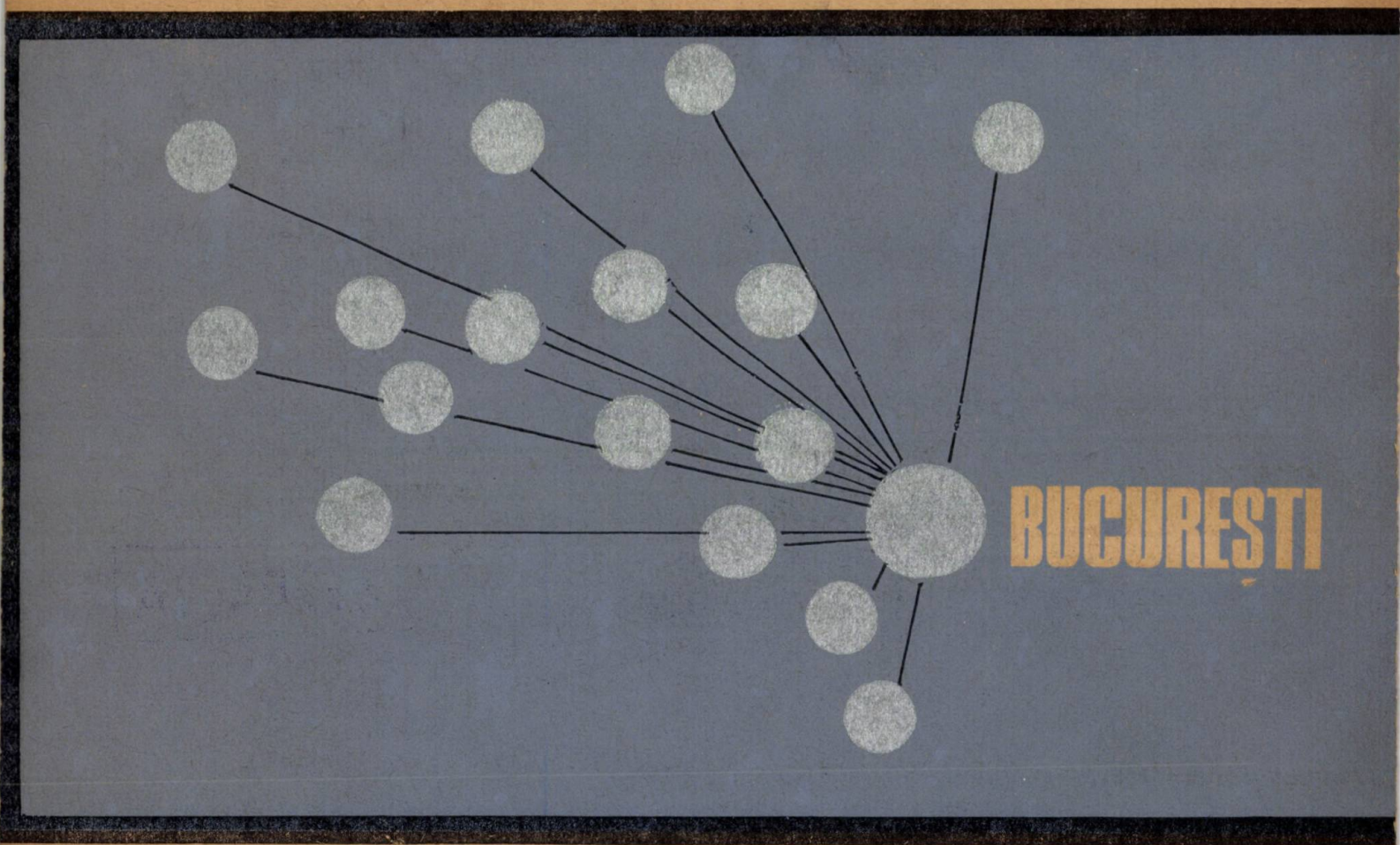


Echipament electric pentru comanda automată cu amplificatoare magnetice și ventile cu siliciu a motoarelor de acționare de curent continuu a instalațiilor de foraj de 75 t.

1967 APR 14.

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1967. ADRESSEZ-VOUS . CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:

BULGARIE
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701.

POLOGNE
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2